МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

В. М. РОДИОНОВ

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ И АНТЕННЫ УКВ



МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 929

В. М. РОДИОНОВ

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ И АНТЕННЫ УКВ

(НОМОГРАММЫ)



МОСКВА · «ЭНЕРГИЯ» · 1977

6Ф2.19
Р60
УДК 621.396.67

Родионов В. М.

Р60 Линии передачи и антенны УКВ (номограммы). М., «Энергия», 1977.

96 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып 929).

Книга содержит номограммы для расчета электрических параметров и геометрических размеров радиолюбительских антенно-фидерных систем. Каждая номограмма включает исчерпывающее описание работы с ней, схему пользования и конкретные примеры расчетов.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей

Р $\frac{30404-083}{051(01)-77}$ 181-76 6Ф2 19

Памяти
Владимира Сергеевича Пономарева

ПРЕДИСЛОВИЕ

В радиолюбительской практике часто возникает необходимость в правильном выборе параметров линий передачи и антенн, предназначенных для тех или иных целей. Не многие радиолюбители имеют для этого необходимые технические знания и подходящую литературу. Большинство книг предназначено для специалистов, и материал в них излагается с применением сложного математического аппарата. Поэтому радиолюбители обычно строят приборы по имеющимся описаниям, выбирают ее параметры либо «на глазок», либо копируют уже имеющиеся образцы.

Между тем значительную помощь радиолюбителям могут оказать номографические методы расчета. Номограммы являются очень гибким и многогранным инструментом вычисления по конкретным формулам. Изучив приемы пользования номограммами, в дальнейшем можно легко производить все необходимые вычисления.

Номограммы дают существенную экономию времени прежде всего при многократных вычислениях. Однако они очень полезны и при разовых расчетах по сложным формулам. При этом отпадает необходимость приведения единиц измерения в нужную систему, определения порядка величин и т. п. Не менее важна и другая особенность номограмм — они наглядно показывают, как влияют на общий результат участвующие в расчете величины, т. е. позволяют, изменяя параметры в определенных пределах, составить представление о том, какой из них более важен, а каким можно пренебречь. Все это необходимо в практике экспериментирования радиолюбителей.

Несомненную пользу номографических методов расчета подтверждает многолетний опыт автора этой книги по применению его сборников номограмм в области радиотехники. Предлагаемая читателям книга посвящена линиям передачи и антеннам, которые могут применяться для радиолюбительских целей на ультракоротких волнах, т. е. в метровом, дециметровом и отчасти в сантиметровом участках радиодиапазона.

Небольшой объем этого издания не позволил охватить все возможные области антенно-фидерной техники, заставив ограничиться лишь тем материалом, который представляет наибольший практический интерес. В книге даны номограммы для расчета основных характеристик антенно-фидерных устройств. В то же время подробные теоретические предпосылки для расчетов не приводятся и почти отсутствуют рекомендации по конструированию рассчитанных технических устройств. По этим вопросам читатель может обратиться к имеющейся литературе.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ НОМОГРАММЫ

1. НАИБОЛЕЕ УПОТРЕБИТЕЛЬНЫЕ ФУНКЦИИ

Номограмма № 1

Номограмма содержит 12 шкал, на которых нанесены значения тригонометрических и гиперболических функций. Шкалы *1* и *2* позволяют производить перевод градусной меры в радианную. Легко видеть, например, что 23° составляют 0,4 радиана (шкала *1*). Шкалы *3—8* соответствуют следующим тригонометрическим функциям:

$$3.\ y=\sin\varphi\ (0^\circ<\varphi<90^\circ);\quad 4.\ y=\cos\varphi\ (0^\circ<\varphi<90^\circ);$$

$$5.\ y=\sin\varphi\ (0^\circ<\varphi<5^\circ);\quad 6.\ y=\operatorname{tg}\varphi\ (0^\circ<\varphi<45^\circ);$$

$$7.\ y=\operatorname{tg}\varphi\ (45^\circ<\varphi<90^\circ);\quad 8.\ y=\operatorname{tg}\varphi\ (85^\circ<\varphi<90^\circ).$$

Эти шкалы заменяют логарифмическую линейку или специальные таблицы функций.

На шкалах *9—12* представлены гиперболические функции для указанных значений аргумента:

$$9.\ y=\operatorname{sh}x\ (0<x<2{,}5);\quad 10.\ y=\operatorname{sh}x\approx\operatorname{ch}x\ (2{,}5<x<5);$$

$$11.\ y=\operatorname{ch}x\ (0<x<2{,}5);\quad 12.\ y=\operatorname{th}x\ (0<x<2{,}5).$$

2. ЧАСТОТА И ДЛИНА ВОЛНЫ

Номограмма № 2

Номограмма содержит шкалы, по которым можно взаимно пересчитывать частоту и длину волны соответственно формуле

$$\lambda=c/f, \tag{1}$$

где $c=3\cdot10^8$ м/с — скорость света в вакууме.

Частота на шкалах изменяется в пределах от 10 до 1200 МГц, длина волны — от 30 м до 0,25 м. При необходимости преобразовать f и λ, лежащие вне указанных пределов, для определения порядка величин следует обратиться к таблице на листе номограммы. После этого значащие цифры частоты и длины волны следует отсчитывать на шкалах номограммы. Верхняя часть шкал — длина волны (м), нижняя — частота (МГц).

Пример 1. Частота $f=174$ МГц соответствует длине волны $\lambda=1{,}72$ м.

Пример 2. Частота $f=12$ ГГц$=12\,000$ МГц соответствует длине волны $\lambda=2{,}5$ см (порядок величины определен по таблице, значащие цифры — по шкале).

3. ОТНОШЕНИЕ ВЕЛИЧИН В ДЕЦИБЕЛАХ

Номограмма № 3

В антенно-фидерной технике часто уровень напряжений и мощностей сигналов выражают в децибелах (дБ). Так, например, отношение мощностей P_1 и P_2 (при $P_2 > P_1$) в децибелах выражают следующим образом

$$N = 10\lg\frac{P_2}{P_1}. \qquad (2)$$

Отношение напряжений U_1 и U_2 или токов I_1 и I_2 (при $U_2 > U_1$ и $I_2 > I_1$) выражают в децибелах по следующей формуле (так как мощность пропорциональна квадрату напряжения или тока)

$$\left.\begin{aligned} N &= 20\lg\frac{U_2}{U_1}; \\ N &= 20\lg\frac{I_2}{I_1}. \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

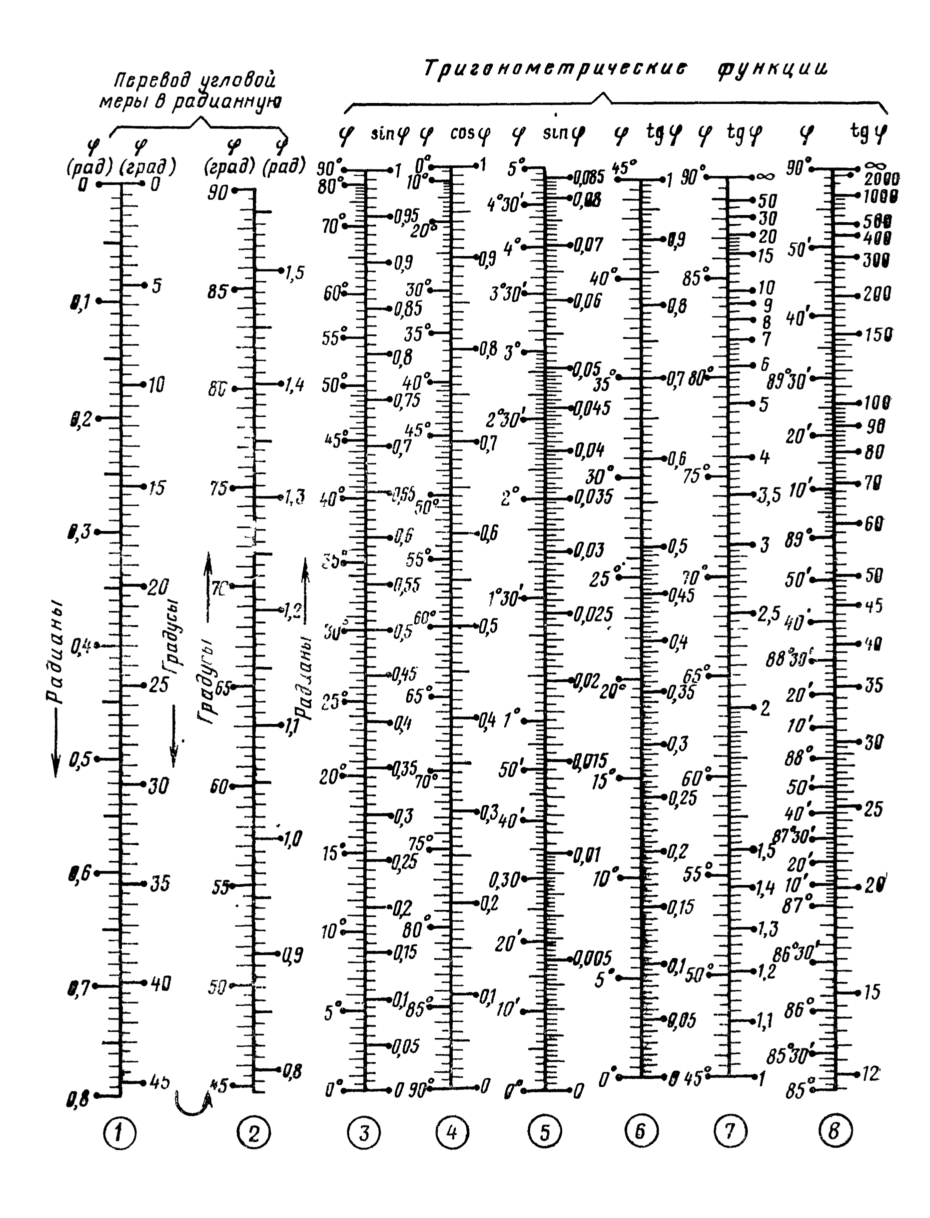
Номограмма № 3 позволяет находить отношение величин в децибелах по заданным значениям мощностей, напряжений или токов Для этого на крайних шкалах номограммы откладывают заданные значения и соединяют прямой линией. В месте ее пересечения со средней шкалой отсчитывают отношение величин в децибелах. Слева на средней шкале для удобства нанесены также отношения значений мощностей. Если эти значения выходят за пределы шкал, их сокращают на общий множитель или выносят из одного из них множитель вида $10^{\pm n}$. Для оставшихся значений по номограмме № 3 определяют их отношение в децибелах. После этого к результату прибавляют (если n положительно) или отнимают (если n отрицательно) коэффициент 10 n (для мощностей) и 20 n (для напряжений или токов). При этом можно использовать табл 1

Таблица 1

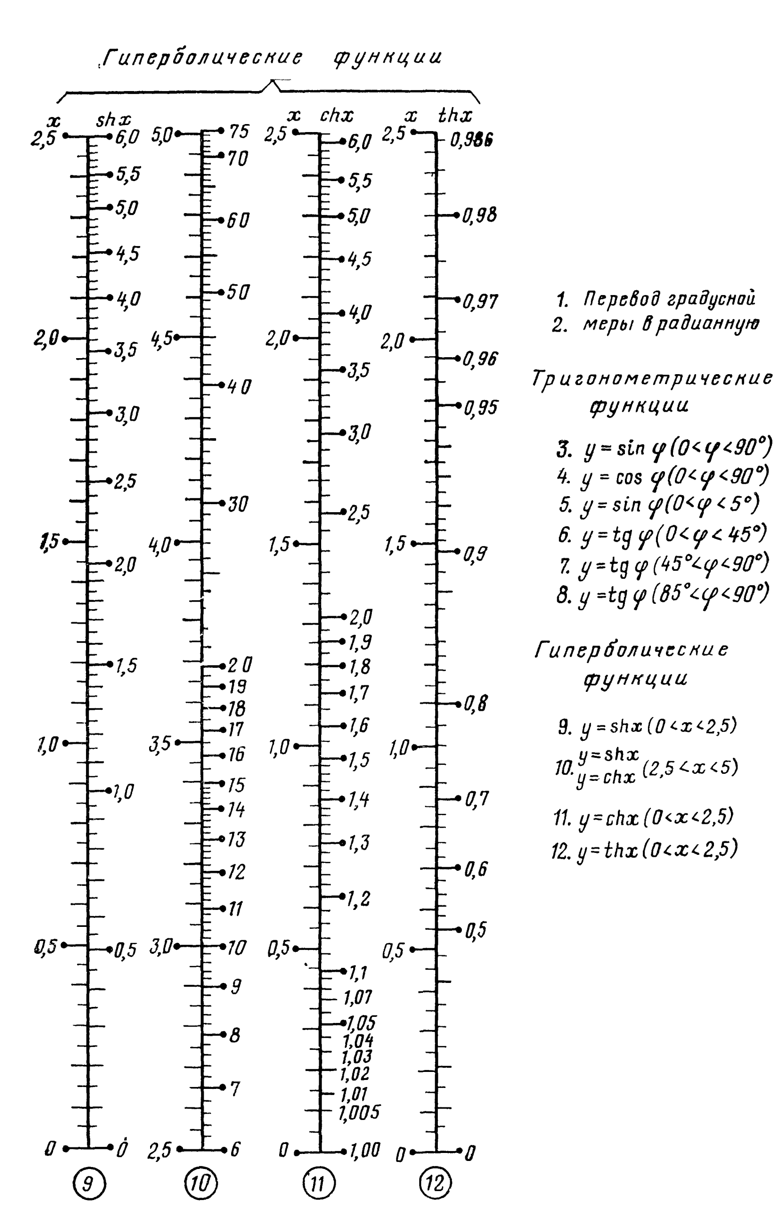
Вынесенный множитель	К отношению мощностей в децибелах нужно прибавить (или отнять) коэффициент, дБ	К отношению напряжений или токов в децибелах нужно прибавить (или отнять) коэффициент, дБ
10	10	20
10^2	20	40
10^3	30	60
10^4	40	80
10^5	50	100
10^6	60	120
...	...	...
10^n	$10n$	$20n$

Нижняя горизонтальная шкала номограммы № 3 предназначена для перевода малых значений отношений мощностей (в пределах от 1 до 10) в децибелы (от 0 до 10).

Пример 1. Определить отношение мощностей $P_1 = 25$ мВт и $P_2 = 625$ мВт Ответ $N = 14$ дБ.



1. Наиболее употребительные функции.



Гиперболические функции
x shx
x chx
x thx
(9) (10) (11) (12)
1. Перевод градусной
2. меры в радианную
Тригонометрические функции
3. y = sin φ (0<φ<90°)
4. y = cos φ (0<φ<90°)
5. y = sin φ (0<φ<5°)
6. y = tg φ (0<φ<45°)
7. y = tg φ (45°<φ<90°)
8. y = tg φ (85°<φ<90°)
Гиперболические функции
9. y = shx (0<x<2,5)
10. y = shx, y = chx (2,5<x<5)
11. y = chx (0<x<2,5)
12. y = thx (0<x<2,5)

Формула

$$\lambda = \frac{c}{f};$$

$$c = 3 \cdot 10^{8}\ м/с$$

Пример

Дано

$f = 174$ МГц

Ответ

$\lambda = 1,72$ м

Схема пользования

Ответ — λ

Дано — f

f (ГГц)	λ (см)	f (МГц)	λ (м)	f (МГц)	λ (м)
300	0,1	1000	0,3	3	100
100	0,3	300	0,1	1	300
30	1	100	3	0,3	1000
10	3	30	10	0,1	3000
3	10	10	30	0,03	10000

λ – длина волны, м →

λ 6 7 8 9 10 15 20 25 30 λ

f 50 45 40 35 30 25 20 15 10 f

← f – частота, МГц

λ – длина волны, м →

λ 2,0 2,5 3,0 3,5 4,0 4,5 5,0 5,5 6,0 λ

f 150 100 90 80 70 60 50 f

← f – частота, МГц

λ – длина волны, м →

λ 0,6 0,7 0,8 0,9 1,0 1,5 2,0 λ

f 500 450 400 350 300 250 200 150 f

← f – частота, МГц

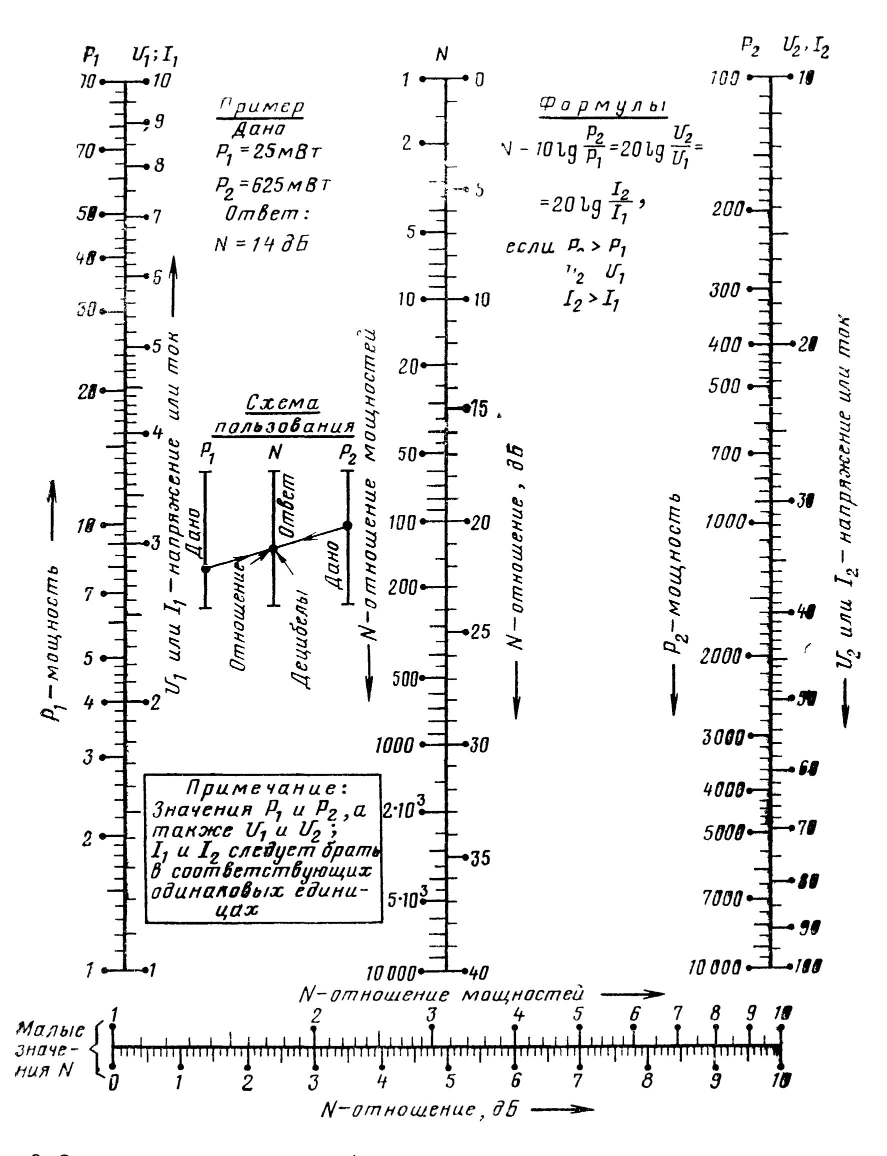
λ – длина волна, м →

λ 0,25 0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6 λ

f 1200 1000 900 800 700 600 500 f

← f – частота, МГц

2 Частота и длина волны



3. Отношения величин в децибелах

Пример 2. Определить отношение напряжений $U_1=5$ мкВ и $U_2=20$ мкВ. Ответ: $N=12{,}2$ **дБ.**

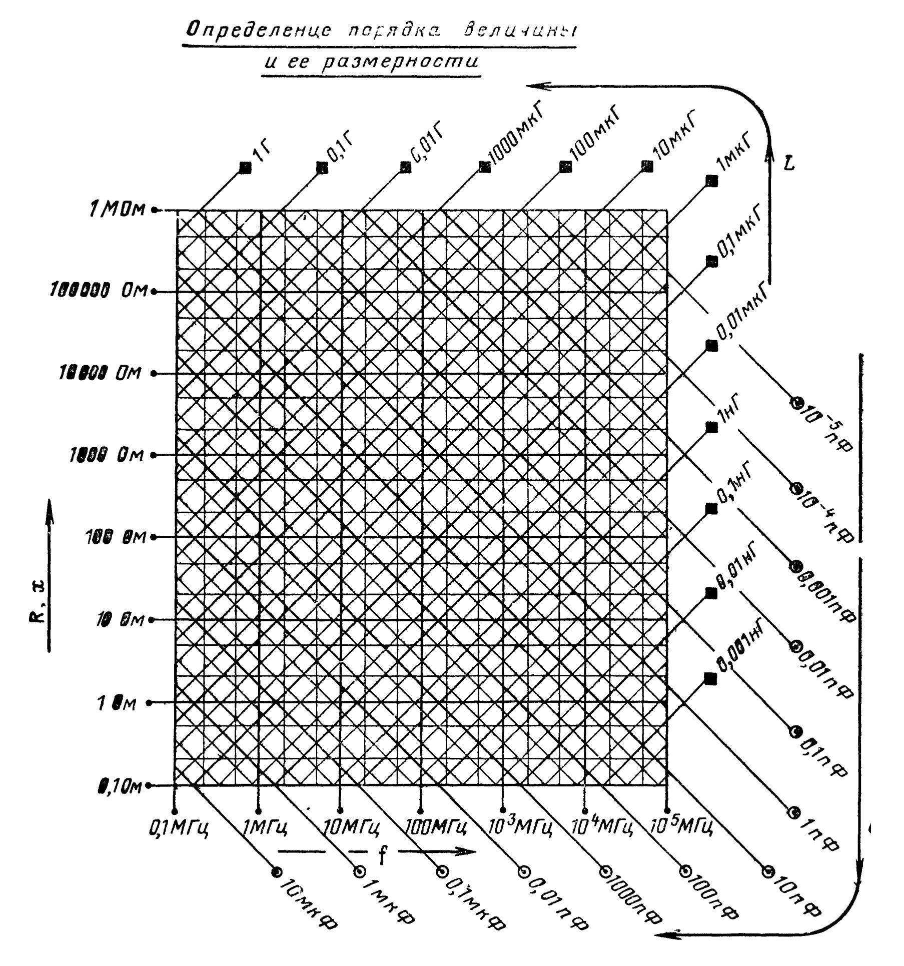
Пример 3. Выразить отношение мощностей $P_1=5$ мВт и $P_2=500$ Вт. Представляют это отношение в следующем виде:

$$\frac{P_2}{P_1}=\frac{500}{5}\cdot 10^3,$$

множитель 10^3 выносят. По табл. 1 находят значение добавочного коэффициента: 30 дБ. Для отношения 500/5 по номограмме № 3, определяют $N=20$ дБ. Окончательный результат получают, прибавив к найденному значению N коэффициент 30 дБ ($20+30=50$ дБ).

Пример 4. Выразить в децибелах отношение мощностей $P_2=65$ Вт и $P_1=20$ Вт.

Чтобы отложить значение P_2 на правой шкале, умножают его на коэффициент 10 (таким образом выносят множитель 10^{-1}). Далее по номограмме определяют отношение 650/20; $N=15{,}1$ дБ. Согласно табл. 1 добавочный ко-



4а. Расчет схем, содержащих R, L, C.

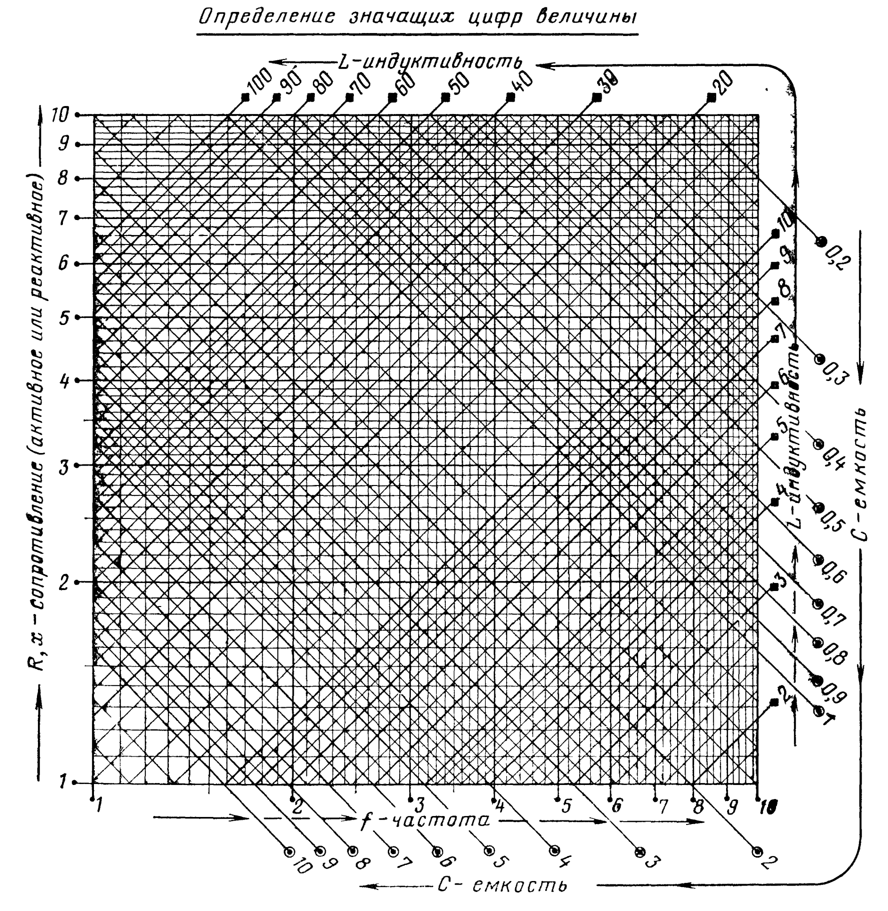
эффициент равен 10. Его следует вычесть из полученного результата: 15,1—10=5,1 дБ.

Пример 5. Усиление по мощности полуволнового вибратора составляет 1,64. Выразить его в децибелах. На нижней горизонтальной шкале получается для этого отношения величина 2,14 дБ.

4. РАСЧЕТ СХЕМ, СОДЕРЖАЩИХ *R*, *L*, *C*

Номограмма № 4

На УКВ наряду с устройствами, имеющими распределенные параметры, находят применение линейные схемы с дискретными элементами (*R*, *L*, *C*). Такие схемы используются в согласующих и симметрирующих устройствах, фильтрах, разделительных узлах и т. д. Номограмма № 4 предназначена для расчетов параметров линейных схем. В основе номограммы лежат формулы



4б. Расчет схем, содержащих *R*, *L*, *C*.

для реактивных сопротивлений емкостной x_L и индуктивной x_C цепей:

$$x_L = 2\pi f_0 L; \tag{4}$$

$$x_C = \frac{1}{2\pi f_0 C}, \tag{5}$$

а также для резонансной частоты f_0 идеального колебательного контура и его характеристического сопротивления z_0:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \tag{6}$$

$$z_0 = \sqrt{L/C}. \tag{7}$$

Номограмма № 4 представляет собой семейство ортогональных наклонных прямых. Каждая точка номограммы есть пересечение четырех координатных линий: частоты f, сопротивления (x, R или z), индуктивности L и емкости C. Частотам f соответствуют вертикальные линии (числовая шкала расположена горизонтально, значения возрастают слева направо). Сопротивлениям R, x соответствуют горизонтальные линии (числовая шкала расположена слева вертикально, значения возрастают снизу вверх). Индуктивностям L соответствуют наклонные линии, проходящие слева вверх направо (числовая шкала состоит из двух частей: вертикальной справа и горизонтальной вверху, значения возрастают в направлении против часовой стрелки). Емкостям C соответствуют наклонные линии, проходящие слева вниз направо (числовая шкала состоит из двух частей: вертикальной справа и горизонтальной внизу, значения возрастают в направлении по часовой стрелке).

Из рис. 1, *а*, *б* видно, как расположены линии на номограмме № 4.

Номограмма № 4а позволяет производить ориентировочные расчеты для установления порядка определяемых величин. Номограмма № 4б предназначена для точного определения значащих цифр величин.

При решении задач с помощью номограммы можно пользоваться калькой, которую накладывают на номограмму. На кальке проводят все линии, необходимые в ходе решения задачи. Такой прием очень удобен и позволяет надолго сохранить номограммы.

Покажем на примерах, как пользоваться номограммой.

1. Расчет индуктивного и емкостного реактивных сопротивлений.

Эти сопротивления в зависимости от частоты выражаются формулами (4) для индуктивности и (5) для емкости. На номограмме проводится вертикальная линия соответственно заданному значению частоты f. Ее пересечение с наклонными линиями для индуктивности L и емкости C дает точки, через которые проходят горизонтали искомых значений x_L и x_C. Искомые значения отсчитывают слева от вертикальной шкалы. Схема расчетов показана на рис. 1 *а*, *б*.

Пример 1. Катушка индуктивности ($L = 25$ мкГ) на частоте $f = 1{,}2$ МГц имеет индуктивное сопротивление $x_L = 188$ Ом. Конденсатор емкостью $C = 125$ пФ на частоте 15 МГц имеет емкостное сопротивление $x_C = 85$ Ом.

2. Расчет идеального параллельного колебательного контура без потерь.

Расчет производят из условия равенства реактивных сопротивлений индуктивной и емкостной цепей контура ($x_L = x_C$, рис. 2, *а*) на частоте резонанса f_0 согласно формулам (6) и (7). Схема расчетов показана на рис. 2, *б*. На наклонных прямых откладывают соответствующие значение индуктивности L и емкости C. Через точку пересечения этих наклонных прямых проводят вертикальную лиинию, соответствующую частоте резонанса f_0, и горизонтальную линию, соответствующую характеристическому сопротивлению контура при резонансе z_0.

Пример 2. Идеальный контур с параметрами $C = 2$ пФ и $L = 0{,}5$ мкГ имеет $z_0 = 500$ Ом и $f_0 = 160$ МГц.

3. Расчет параллельного колебательного контура с потерями

Для реального контура с потерями (рис. 3, *а*), имещего последовательное сопротивление в индуктивной цепи R_L и утечку в цепи конденсатора R_C, расчет ведется следующим образом. Резонансную частоту f_0 и сопротивление ветвей при резонансе $x_C = x_L = z_0$ определяют так же, как и в предыдущем примере. Потери в контуре приводят к расширению его резонансной кривой

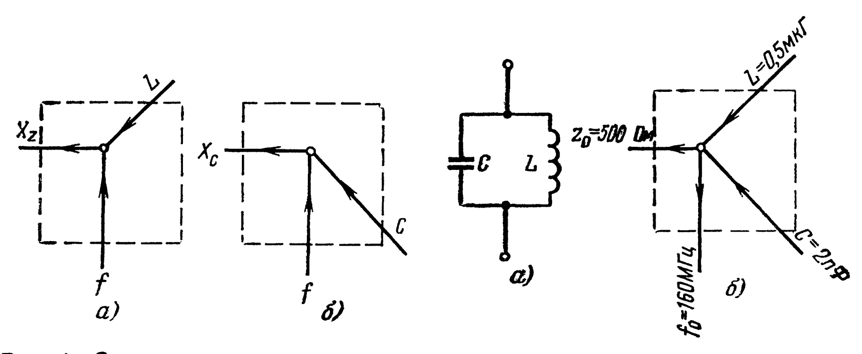


Рис. 1. Схемы расчета емкостных и индуктивных сопротивлений.

Рис. 2. Расчет идеального контура.

а — электрическая схема; *б* — схема расчета.

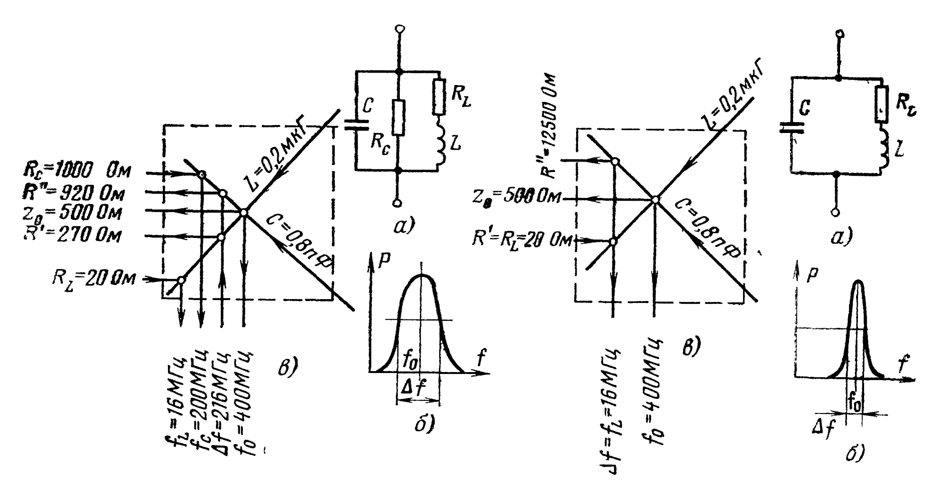


Рис. 3. Расчет параллельного колебательного контура с потерями.

а — электрическая схема; *б* — частотная характеристика; *в* — схема расчета.

Рис. 4 Расчет полосы пропускания контура.

а — электрическая схема; *б* — частотная характеристика; *в* — схема расчета.

(рис. 3, *б*). Если полосу пропускания измеряют на уровне 3 дБ (т. е. на уровне 0,5 мощности), то для нее известно соотношение

$$\Delta f = \frac{R_L}{2\pi L} + \frac{1}{2\pi R_C C}. \qquad (8)$$

Так как полоса пропускания измеряется в тех же единицах, что и частота, то согласно (8) можно представить это выражение в виде

$$\Delta f = f_L + f_C, \tag{8а}$$

где

$$f_L = \frac{R_L}{2\pi L} \text{ и } f_C = \frac{1}{2\pi R_C C}.$$

Для вычисления можно пользоваться номограммой № 4 по схеме, изображенной на рис. 3, *в*. Расчет проводят так же, как и при определении реактивных сопротивлений: на номограмме в точке пересечения горизонтали R_L с наклонной линией L проводят вертикаль f_L, а в точке пересечения горизонтали R_C с наклонной линией C — линию f_C. По найденным значениям f_L и f_C по формуле (8а) вычисляют Δf. Обращаясь вновь к номограмме, по значениям L, C и найденным значениям f_L, f_C определяют эквивалентные сопротивления контура R' и R'':

$$R' = 2\pi\Delta f L; \tag{9}$$

$$R'' = \frac{1}{2\pi\Delta f C}. \tag{10}$$

Расчет проводят по схеме рис. 3. Вертикаль Δf образует с наклонными L и C точки, через которые проходят горизонтали R' и R''.

Пример 3. Параллельный контур имеет параметры: $L=0{,}2$ мкГ, $C=0{,}8$ пФ, $R_L=20$ Ом, $R_C=1000$ Ом.

Согласно номограмме $z_0=500$ Ом, $f_0=400$ МГц, $f_L=16$ МГц, $f_C=$ $=200$ МГц (вычисляют $\Delta f=200+16=216$ МГц); $R'=270$ Ом; $R''=920$ Ом.

В реальном контуре, изображенном на рис. 4, *а*, сопротивление утечки конденсатора достаточно велико ($R_C \approx \infty$), поэтому для расчетов по номограмме справедливы условия:

$$f_C = 0; \quad \Delta f = f_L = \frac{R_L}{2\pi L}.$$

$$R' = R_L; \quad R'' = \frac{L}{R_L C}.$$

При тех же остальных условиях контур имеет более узкую полосу пропускания на уровне 3 дБ (рис. 4, *б*). Схема расчетов для этого случая показана на рис. 4, *в*.

Пример 4. $L=0{,}2$ мкГ, $C=0{,}8$ пФ, $R_L=20$ Ом ($R_C \approx \infty$, т. е. $f_C=0$).

Согласно номограмме $f_0=400$ МГц, $\Delta f=f_L=16$ МГц, $R'=R_L=20$ Ом, $R''=L/R_LC=12\,500$ Ом.

4. Расчет электрических фильтров.

Номограмма № 4 позволяет производить расчет простейших электрических фильтров, содержащих L и C и согласованных с нагрузкой $z_н$. Предполагается, что влиянием сопротивления катушек индуктивностей и утечкой конденсаторов можно пренебречь.

При расчете фильтров пропускания нижних и верхних частот пользуются формулой

$$z_н = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C},$$

где $z_н$ — сопротивление согласованной нагрузки фильтра, а L и C — его параметры. При этом частота f_0, называемая частотой среза, есть резонансная частота цепочки LC. С этой частоты начинается сильное ослабление пропускания сигнала.

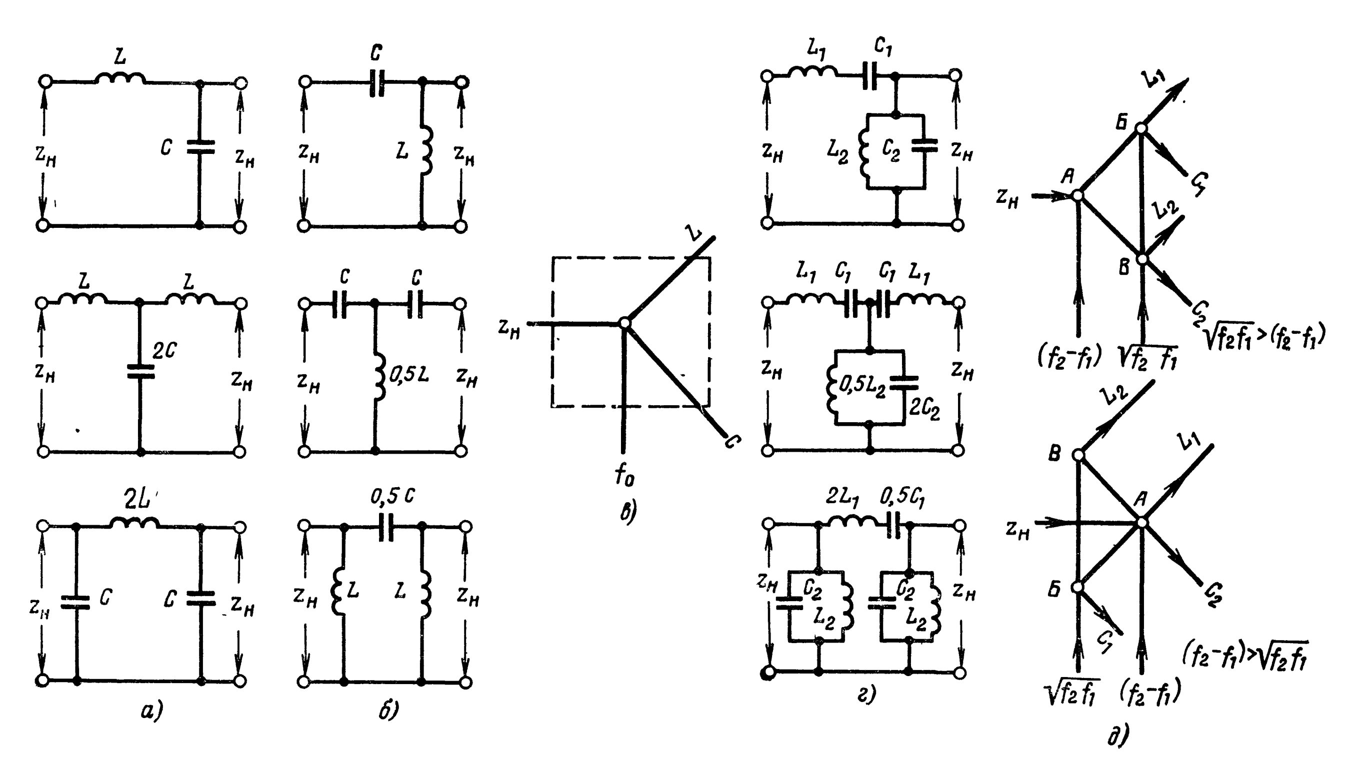


Рис. 5. Расчет электрических фильтров.

На рис. 5 изображены схемы простейших фильтров пропускания нижних (рис. 5, *а*) и верхних (рис. 5, *б*) частот и показана последовательность расчета (рис. 5, *в*), которая, как мы видим, совпадает с последовательностью расчета идеального колебательного контура.

Номограмму можно использовать и для расчета простейших полосовых фильтров, изображенных на рис. 5, *г*. Если граничные частоты полосового фильтра f_1 и f_2, то имеют место следующие зависимости:

$$\left.\begin{aligned} 2\pi(f_2 - f_1) &= \frac{z_н}{L_1} = \frac{1}{z_н C_2}; \\ \left(2\pi\sqrt{f_1 f_2}\right)^2 &= \frac{1}{C_1 L_1} = \frac{1}{C_2 L_2}; \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

здесь $(f_2 - f_1)$ — ширина полосы пропускания, а $\sqrt{f_2 f_1}$ — «средняя» частота полосы.

Расчет полосового фильтра производится по заданным значениям граничных частот f_1 и f_2 и нагрузочного сопротивления $z_н$, с которым согласован фильтр. Вычисляют полосу пропускания $(f_2 - f_1)$ и «среднюю» частоту $\sqrt{f_2 f_1}$. На номограмме проводят вертикаль, соответствующую разности значений f_2 и f_1, и горизонталь $z_н$. Через точку *А* (рис. 5, *д*) их пересечения проходят наклонные прямые L_1 и C_2. Другая вертикаль, соответствующая значению $\sqrt{f_2 f_1}$, образует пересечения с наклонными в точках *Б* и *В*, через которые проходят наклонные линии C_1 и L_2. Схема расчетов полосового фильтра показана на рис. 5, *д* для двух случаев:

$$(f_2 - f_1) < \sqrt{f_2 f_1} \text{ и } (f_2 - f_1) > \sqrt{f_2 f_1}.$$

Пример. Рассчитать полосовой фильтр, согласованный с активным сопротивлением $z_н = 500$ Ом и имеющий граничные частоты $f_1 = 37{,}2$ и $f_2 = 67{,}2$ МГц,

Разность значений $f_2 - f_1 = 30$ МГц, а $\sqrt{f_2 f_1} = 50$ МГц.

Через точку *А* пересечения вертикали $(f_2 - f_1) = 30$ МГц и горизонтали $z_н = 500$ Ом проходят наклонные прямые $L_1 = 2{,}65$ мкГ и $C_2 = 10{,}6$ пФ. Проведя вертикаль $\sqrt{f_2 f_1} = 50$ МГц, получают точки *Б* и *В* ее пересечения с наклонными линиями C_1 и L_2. Через точку *Б* проходит наклонная линия $C_1 = 3{,}82$ пФ. Через точку *В* — линия $L_2 = 0{,}96$ мкГ. Таким образом, полосовой фильтр имеет параметры: $L_1 = 2{,}65$ мкГ; $L_2 = 0{,}96$ мкГ, $C_1 = 3{,}8$ пФ и $C_2 = 10{,}6$ пФ.

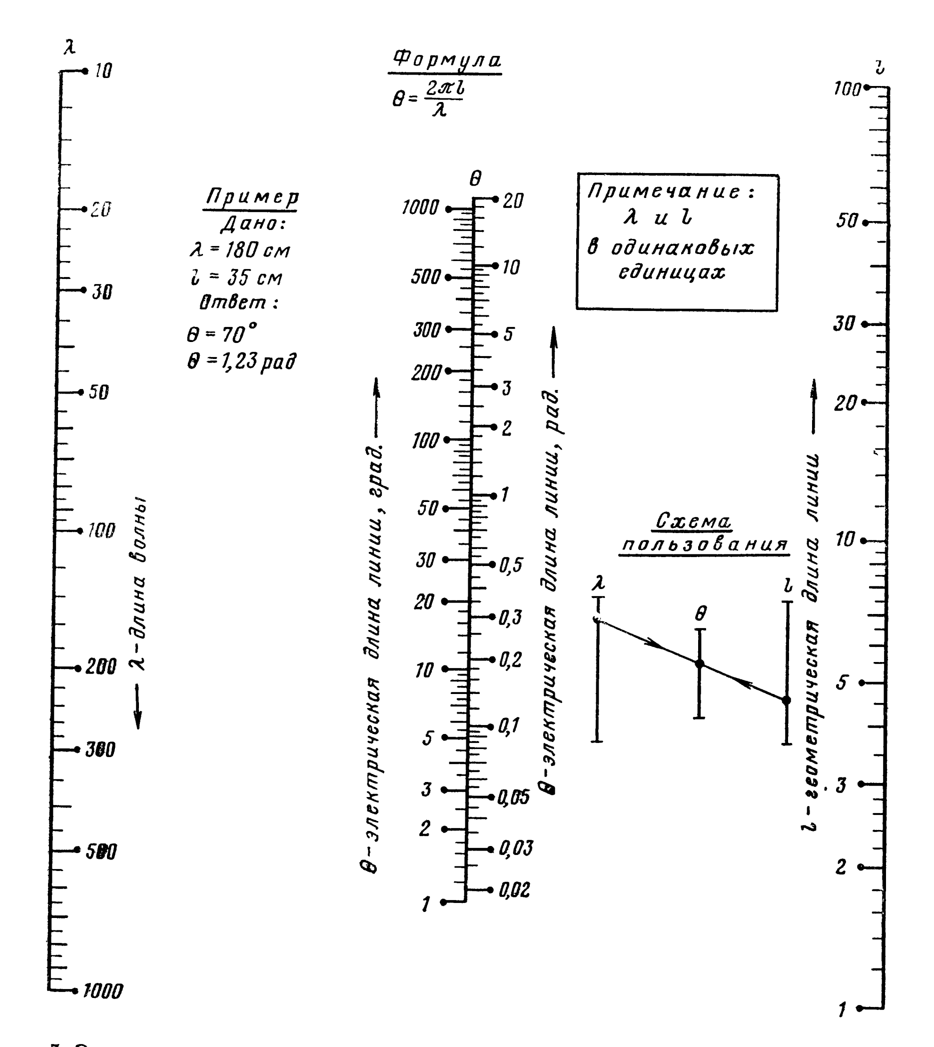
На схемах фильтров верхних и нижних частот, а также полосовых фильтров, изображенных на рис. 5, указано, какую долю от найденных по номограмме значений C_1, C_2, L_1, L_2 составляют параметры фильтров для конкретных вариантов схем. Так например, для рассчитанного в нашем примере полосового фильтра, выполненного по схеме рис. 5, *г* (внизу), параметры равны: для верхней горизонтальной ветви индуктивность $2L_1 = 2 \cdot 2{,}65 = 5{,}3$ мкГ, емкость 0,5 $C_1 = 0{,}5 \cdot 3{,}8 = 1{,}9$ пФ. Индуктивность и емкость параллельных ветвей составляют: $C_2 = 10{,}6$ пФ и $L_2 = 0{,}96$ мкГ.

5. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДЛИНА ЛИНИИ

Номограмма № 5

Электрическая длина линии передачи θ определяется отношением ее геометрической длины l к длине волны λ. Она может выражаться как в градусной, так и в радианной мере. Величины связаны формулой

$$\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda}. \qquad (12)$$



5. Электрическая длина линии

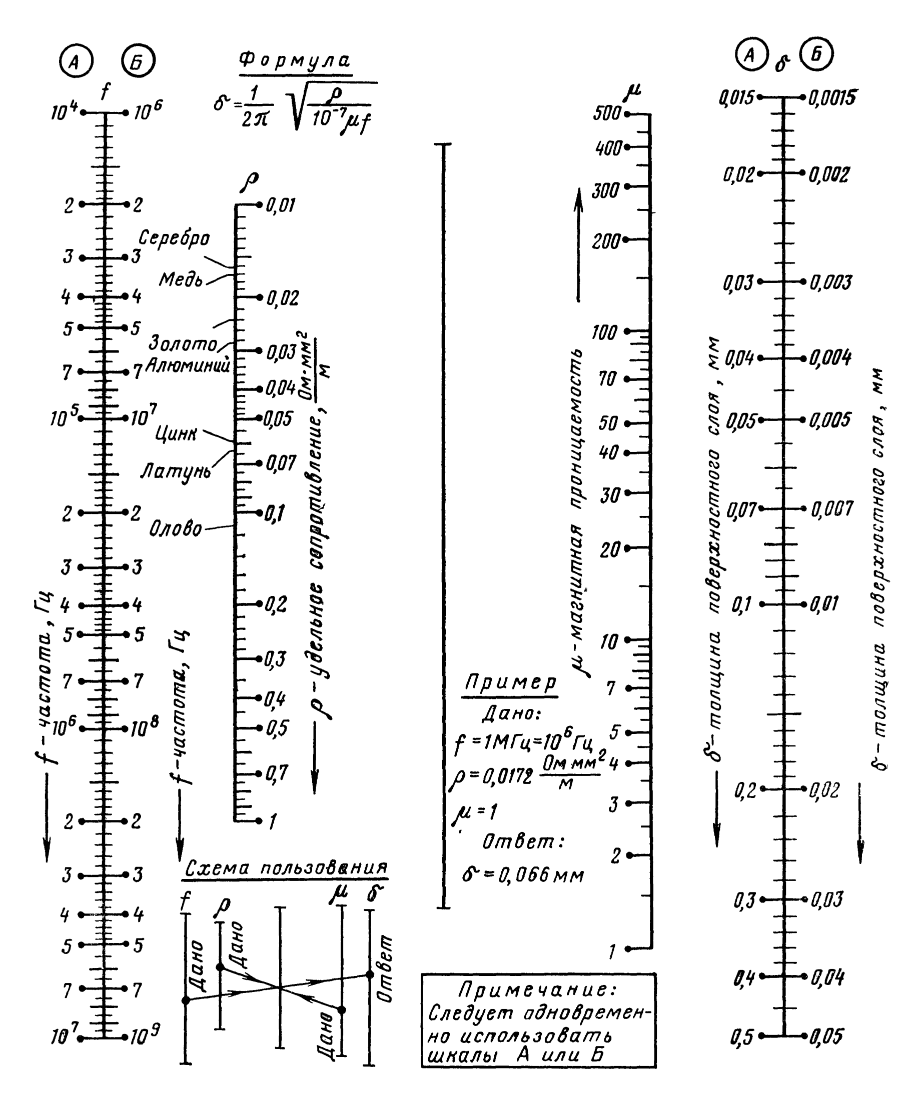
При вычислении электрической длины линии θ на соответствующих шкалах номограммы № 5 величины следует брать в одинаковых единицах.

Пример. При геометрической длине двухпроводного воздушного фидера $l = 35$ см на волне $\lambda = 180$ см его электрическая длина θ составляет $\theta = 1{,}23$ рад (или $\theta = 70°$).

6 ГЛУБИНА ПРОНИКАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТОКОВ. СОПРОТИВЛЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО СЛОЯ

Номограммы № 6 и 7

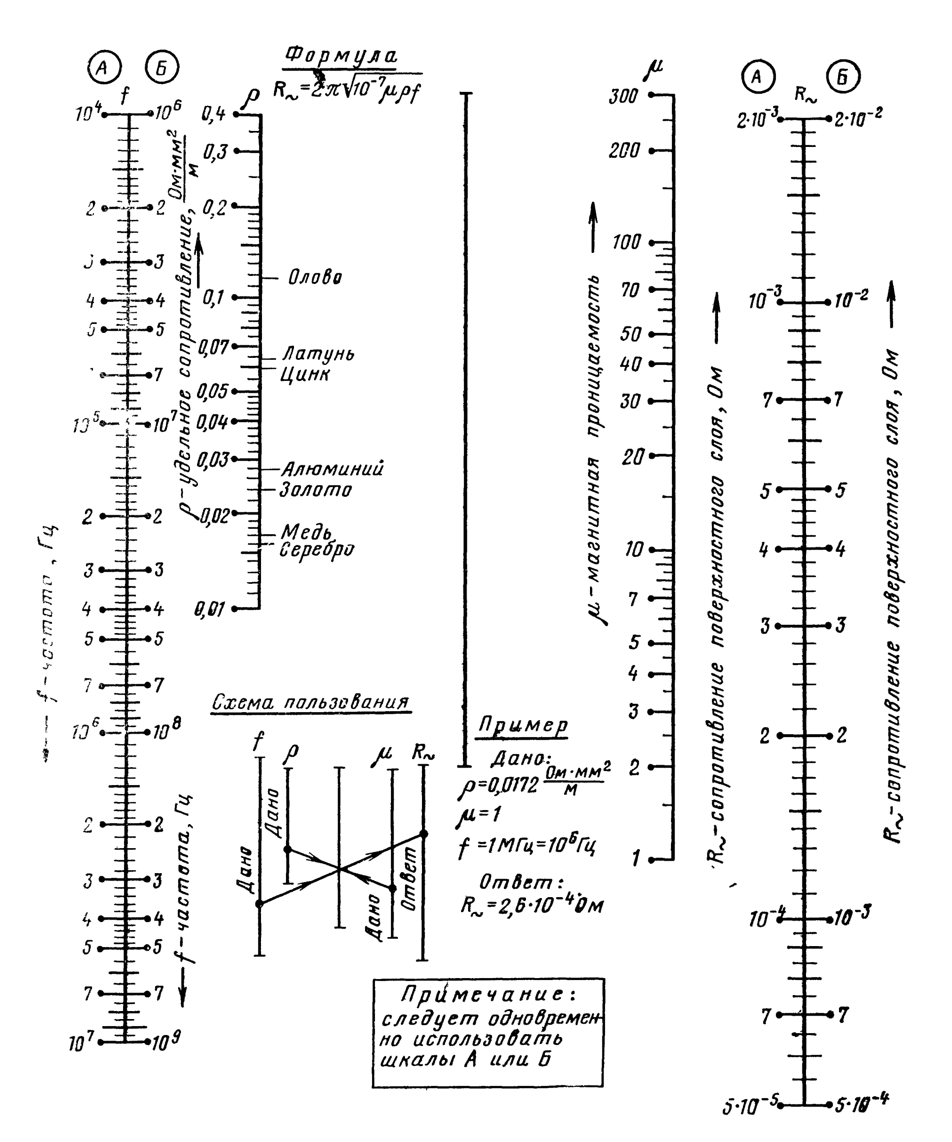
Электромагнитное поле наводит в проводниках высокочастотные токи, которые оттесняются полем к поверхности. Плотность тока максимальна на поверхности и убывает перпендикулярно к поверхности при углублении в



6 Глубина проникания высокочастотных токов.

проводник. При расчете высокочастотных потерь в проводниках условно полагают, что ток имеет постоянную плотность и протекает в тонком поверхностном слое. Толщина этого слоя определяется глубиной, на которой плотность тока уменьшается в $e = 2{,}3$ раза, т. е. уменьшается до значения составляющего около 37% плотности тока у поверхности. Глубина проникания тока (толщина поверхностного слоя) выражается следующей формулой справедливой для всех веществ с гладкой поверхностью:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_1 \pi f}}. \qquad (13)$$



7. Сопротивление поверхностного слоя.

Подставив в (13) значение $\mu_1 = 4\pi\mu \cdot 10^{-7}$ Г/м, получим:

$$\delta = \frac{\sqrt{\rho}}{2\pi\sqrt{10^{-7}\mu f}}; \qquad (14)$$

здесь δ — толщина поверхностного слоя, м; f — частота, Гц; ρ — удельное сопротивление проводника, Ом·м; μ — относительная магнитная проницаемость.

Как видно из формулы, глубина проникания токов тем меньше, чем меньше удельное сопротивление проводника ρ. При увеличении μ глубина проникания уменьшается, однако этот эффект обычно перекрывается плохой проводимостью материалов с высоким значением μ.

Номограмма № 6 построена по формуле (14). По заданным значениям ρ, μ и f определяют δ.

Удельное сопротивление поверхностного слоя $R_{\sim}$ высокочастотным токам определяется объемом металла толщиной δ, шириной и длиной, равными единице, и выражается формулой

$$R_{\sim} = 2\pi \sqrt{10^{-7} \mu\rho f}. \tag{15}$$

По этой формуле построена номограмма № 7. При выполнении расчетов нужно помнить, что на шкалах f и δ следует пользоваться одновременно либо левой стороной шкал (A), либо правой ($Б$).

Для того чтобы получить значение сопротивления поверхностного слоя для проводника конечного размера, нужно полученное из номограммы значение $R_{\sim}$ умножить на площадь поверхности проводника, выраженную в квадратных миллиметрах.

Пример 1. Определить глубину проводника поверхностных токов в медном плоском проводнике ($\rho = 1{,}72 \cdot 10^{-8}$ Ом·м$=0{,}0172$ Ом·мм^2/м, $\mu = 1$) на частоте $f = 1$ МГц.

Согласно номограмме № 6 $\delta = 6{,}6 \cdot 10^{-2}$ мм$=0{,}066$ мм.

Пример 2. Определить удельное сопротивление поверхностного слоя $R_{\sim}$ для предыдущего примера.

Согласно номограмме № 7 $R_{\sim} = 2{,}6 \cdot 10^{-4}$ Ом (на шкалах f и $R_{\sim}$ использовались части A).

7. ДЛИНА ВОЛНЫ В ДИЭЛЕКТРИКЕ

Номограмма № 8

Длина волны в свободном пространстве λ отличается от длины волны в диэлектрике λ_ε. Чем больше относительная диэлектрическая проницаемость ε, тем короче волна в диэлектрике. Эта связь выражается зависимостью

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}}. \tag{16}$$

При этом предполагается, что диэлектрик не обладает магнитными свойствами, т. е. $\mu = 1$.

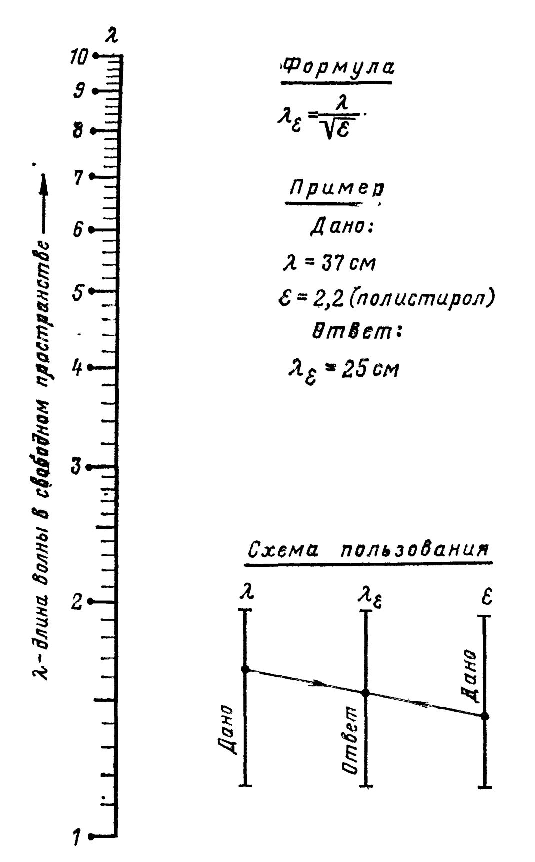
По формуле (16) построена номограмма № 8. При пользовании номограммой величины на шкалах λ и λ_ε следует брать в одинаковых единицах.

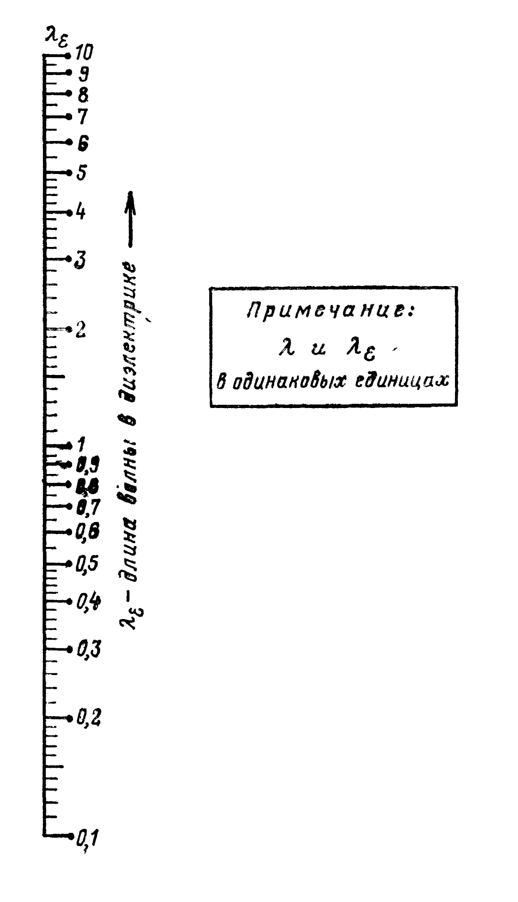
Пример. Длина волны в свободном пространстве $\lambda = 37$ см. В полиэтилене ($\varepsilon \approx 2{,}2$) она уменьшается до значения $\lambda_\varepsilon = 25$ см.

8. РЕЗИСТИВНЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

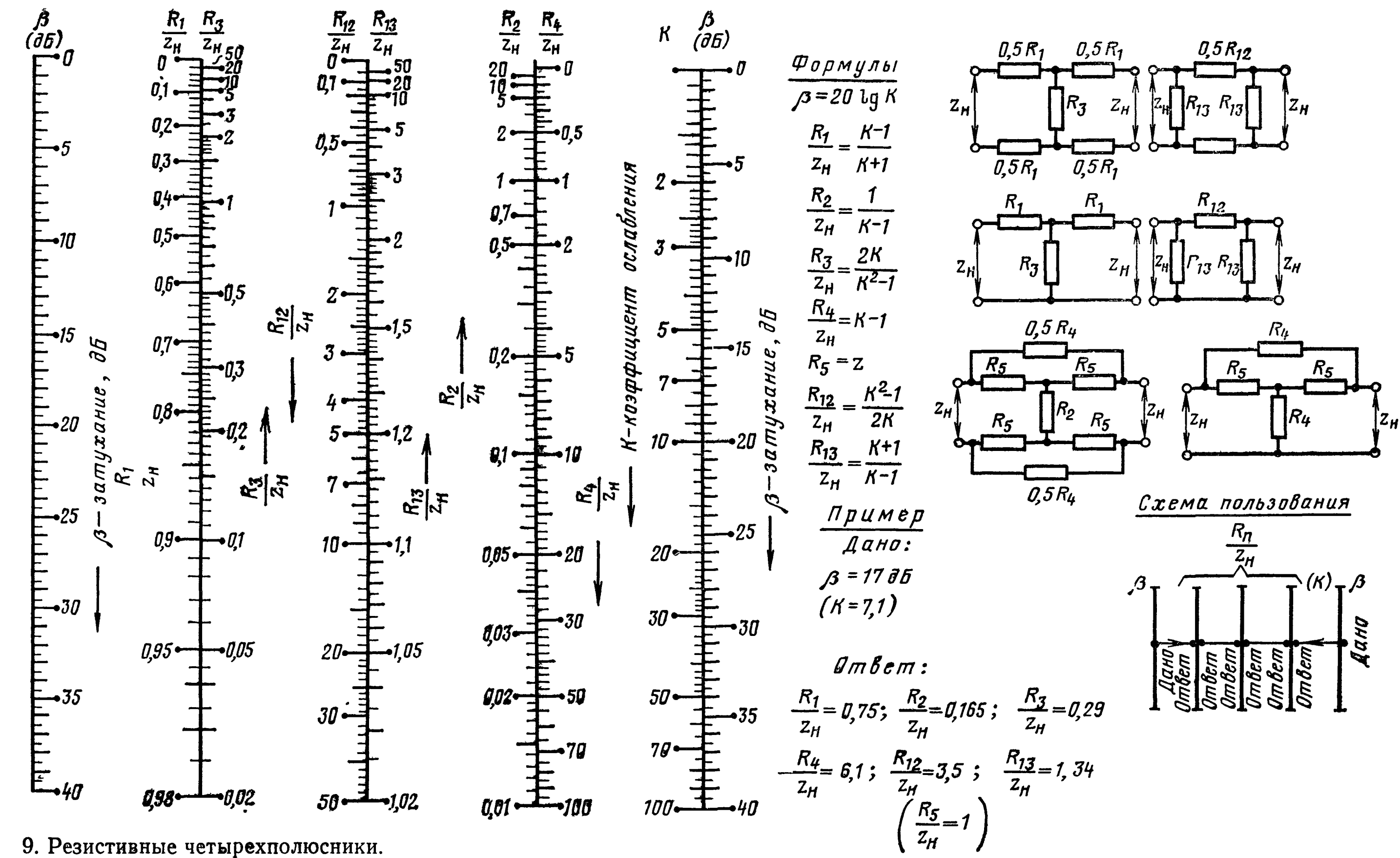
Номограмма № 9

Наряду с RLC-схемами, рассмотренными выше, в трактах высокой частоты используются резистивные четырехполюсники, предназначенные для ослабления сигнала до заданного уровня. На номограмме № 9 изображены некоторые из них в виде Т- и П-образных цепочек резисторов. Если задано уменьшение (затухание) сигнала на выходе таких цепочек по отношению к уровню





8 Длина волны в диэлектрике.



9. Резистивные четырехполюсники.

сигнала на входе, то значения резисторов, входящих в эти четырехполюсники, рассчитывают по следующим формулам:

$$\left.\begin{aligned}&\frac{R_1}{z_н}=\frac{K-1}{K+1};\quad \frac{R_2}{z_н}=\frac{1}{K-1};\quad \frac{R_3}{z_н}=\frac{2K}{K^2-1};\\&\frac{R_4}{z_н}=K-1;\quad R_5=z_н;\quad \frac{R_{12}}{z_н}=\frac{K^2-1}{2K};\quad \frac{R_{13}}{z_н}=\frac{K+1}{K-1};\end{aligned}\right\}\qquad(17)$$

здесь K — коэффициент ослабления сигнала в четырехполюснике. Его выражение в децибелах (затухание) имеет вид:

$$\beta=20\lg K. \qquad (18)$$

Построенная по формулам (17) и (18) номограмма № 9 позволяет вычислять для заданного значения затухания β (или коэффициента ослабления K) отношение сопротивлений резисторов четырехполюсников к сопротивлению их нагрузки ($z_н$), с которой они должны быть согласованы. На крайних шкалах номограммы откладывают значение β, точки соединяют прямой и в местах пересечения этой прямой с внутренними шкалами отсчитывают значения $\frac{R_1}{z_н}$, $\frac{R_2}{z_н}$, $\frac{R_3}{z_н}$, $\frac{R_4}{z_н}$, $\frac{R_{12}}{z_н}$, $\frac{R_{13}}{z_н}$.

Правая шкала также имеет деления для K.

Пример. Резистивный четырехполюсник по любой из изображенных на номограмме № 9 схем должен обеспечить ослабление сигнала на 17 дБ ($K=7{,}1$). Номограмма дает следующие значения резисторов, приведенные к сопротивлению согласованной нагрузки:

$$\frac{R_1}{z_н}=0{,}75;\quad \frac{R_2}{z_н}=0{,}165;\quad \frac{R_3}{z_н}=0{,}29;\quad \frac{R_4}{z_н}=6{,}1;$$

$$\frac{R_{12}}{z_н}=3{,}5;\quad \frac{R_{13}}{z_н}=1{,}34;\quad \frac{R_5}{z_н}=1. \qquad (19)$$

Сопротивление $z_н$ на входе и выходе четырехполюсника должно быть одинаковым (условия согласованной нагрузки). Значение $z_н$ выбирают из конкретных условий. Так, например, если четырехполюсник включен в коаксиальный кабель с волновым сопротивлением $z=75$ Ом, то и $z_н$ выбирают равным $z_н=z_0=75$ Ом.

ГЛАВА ВТОРАЯ
ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

9. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Линии передачи (фидеры, кабели, длинные линии) представляют собой едва ли не самые распространенные составные элементы любого радиотехнического устройства. Они имеют различное конструктивное выполнение, например однопроводные и двухпроводные, коаксиальные, полосковые и др. Фидеры предназначаются для передачи энергии в широком диапазоне волн от самых длинных до волн сантиметрового диапазона. Они используются для соединения антенных систем с приемным или передающим устройством, при построении высокочастотных вводов, при соединении отдельных узлов аппаратуры и т. п.

Линии передачи используются также в качестве резонансных элементов (высокочастотных контуров, резонансных изоляторов, линий задержки, фильтров, согласующих элементов и т. п.), где обычные контуры с сосредоточенными параметрами оказываются малопригодными.

Линия передачи характеризуется рядом параметров, которые аналогичны параметрам колебательного контура: R — активное сопротивление проводников, L — индуктивность проводников, C — емкость между проводниками и G — проводимость диэлектрика линии. Эти параметры определяются конструкцией линии, материалом ее элементов и др.

В отличие от колебательного контура параметры линии не являются сосредоточенными, а равномерно распределены по длине линии. Параметры L и C определяют резонансные свойства линии, а R и G характеризуют потери энергии в ней. Чем меньше R и G, тем потери меньше и линия ближе к идеальной, в которой R и G предполагаются равными нулю. В идеальной линии потери энергии отсутствуют, напряжение и ток на входе и на выходе линии одинаковы. В реальной линии R определяет потери на нагревание проводников, а G — потери в диэлектрике.

Кроме перечисленных (первичных) параметров, важное значение для расчета линии и понимания процессов, происходящих в ней, имеют еще два (вторичных) параметра: волновое сопротивление линии z_0 и коэффициент затухания α.

Волновое сопротивление постоянно вдоль линии и не зависит от ее длины. В общем случае оно имеет комплексный характер и изменяется от $\sqrt{R/G}$ на постоянном токе до $\sqrt{L/C}$ при достаточно высоких частотах. Для радиочастот волновое сопротивление линии считают практически неизменным и чисто активным. Оно имеет следующее приближенное выражение:

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Коэффициент затухания α определяется потерями в проводниках линии и в диэлектрике. Он зависит от R и G и увеличивается с возрастанием частоты.

Коэффициент затухания имеет размерность дБ/м и определяется формулой

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \\ &\text{или} \\ \alpha &= \frac{R}{2z_0} + \frac{Gz_0}{2}. \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

Распространение электромагнитной волны в линии передачи, когда не происходит ее отражения от концов линии и вся энергия поступает в нагрузку, называется режимом бегущей волны. Этот режим имеет место при нагрузке, равной волновому сопротивлению линии $z_н = z_0$. Возможен и другой режим, когда вся поступающая в линию энергия отражается от конца линии и возвращается на вход. Вследствие этого в линии образуется стоячая волна как результат взаимодействия прямой и отраженной волн. Этот режим называется режимом стоячей волны. Он бывает как в короткозамкнутой, так и в полностью разомкнутой на конце линии (т. е. при $z_н = 0$ и $z_н = \infty$). При всех иных значениях $z_н$ электромагнитная волна поступает в нагрузку не полностью, часть ее отражается ко входу и в линии устанавливаются одновременно бегущая и стоячая волны. Это режим смешанных или комбинированных волн.

Для характеристики степени приближения к режиму бегущей волны пользуются коэффициентом бегущей волны $K_{б.в}$ (отношение наименьшего значения амплитуды электромагнитной волны к ее наибольшему значению):

$$K_{б.в} = \frac{U_{мин}}{U_{макс}}. \qquad (21)$$

Если сопротивление нагрузки линии больше, чем волновое сопротивление линии, т. е $z_н > z_0$, то коэффициент бегущей волны ($K_{б\,в}$) можно подсчитать по формуле

$$K_{б\,в} = \frac{z_0}{z_н}. \quad (21a)$$

Для режима бегущей волны $K_{б.в}=1$, а для режима стоячей волны он равен нулю ($K_{б\,в}=0$). Таким образом, $K_{б\,в}$ показывает, какая доля энергии электромагнитной волны, подведенной ко входу линии, передается в нагрузку (КБВ не может быть больше единицы).

Иногда используется понятие коэффициента отражения p, который связан с КБВ следующим образом:

$$p = \frac{1 - K_{б.в}}{1 + K_{б\,в}}. \quad (22)$$

В реальных линиях потери незначительны и стоячие волны напряжения и тока в линии сдвинуты по отношению друг к другу на 90°. Это означает, что мощность стоячей волны имеет реактивный характер. Сдвиг фаз на 90° между током и напряжением свидетельствует о том, что в режиме стоячих волн в линии происходят колебания энергии, во многом сходные с процессом в замкнутом колебательном контуре. В момент времени, когда напряжение максимально, а ток равен нулю, вся энергия сосредоточена в электрическом поле диэлектрика. Через четверть периода вся энергия переходит в магнитное поле: ток становится максимальным, а напряжение равно нулю и т. д. При таких колебаниях энергии точки максимума и минимума напряжения и тока стоячей волны располагаются в определенных точках на линии (это **узлы и пучности**). Их положение в режиме стоячей волны определяется длиной линии и зависит от того, разомкнута или короткозамкнута линия на конце.

В режиме стоячей волны линия (в зависимости от ее длины) имеет по отношению к генератору различное реактивное сопротивление, которое можно представить в виде эквивалентного колебательного контура. Это сопротивление линии называется **входным сопротивлением** $z_{вх}$

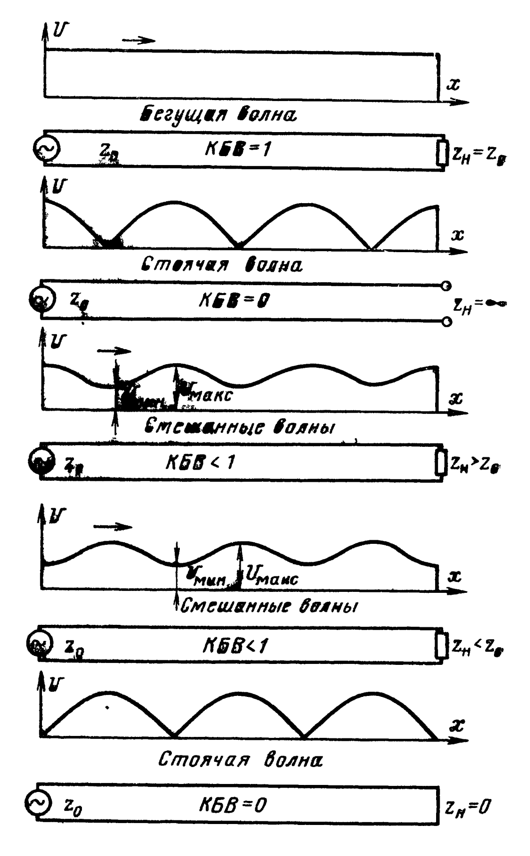


Рис. 6. Распределение напряжений в линии для различных режимов работы.

На рис. 6 показано распределение напряжения в линии для различных режимов: бегущей волны, стоячей волны и смешанных волн. На рис. 7 изображено распределение напряжения и тока для режима стоячей волны в разомкнутой и короткозамкнутой линиях различной длины. Нетрудно видеть, какой характер реактивного сопротивления имеет линия в каждом случае. Так, например, *разомкнутая линия* длиной меньше четверти волны ($l<\lambda/4$) эквивалентна емкости. При длине линии, равной четверти волны ($l=\lambda/4$), присоединение ее к генератору равносильно присоединению последовательного резонансного контура, т. е. имеет место резонанс напряжений (напряжение на входе линии равно нулю, а ток генератора максимален). Если длина разомкнутой линии более четверти волны ($l>\lambda/4$), то она имеет индуктивное сопротивление. При разомкнутой линии длиной в полволны ($l=\lambda/2$) она оказывает на генератор такое же действие, как параллельный колебательный контур, т. е. имеет место резонанс токов .(ток на входе линии равен нулю, а напряжение максимально).

Для *короткозамкнутой линии* картина имеет противоположный характер. Линия длиной меньше четверти волны ($l<\lambda/4$) обладает индуктивным сопротивлением. Линия длиной в четверть волны ($l=\lambda/4$) эквивалентна параллельному колебательному контуру при резонансе токов, т. е. напряжение на ее входе максимально. Короткозамкнутая линия длиной более четверти волны ($l>\lambda/4$) имеет емкостное сопротивление. Если длина короткозамкнутой линии равна полволне ($l=\lambda/2$), она оказывает на генератор такое же действие, как последовательный контур, т. е. имеет место резонанс напряжений (напряжение на входе линии равно нулю).

Рассмотренные свойства разомкнутой и короткозамкнутой линий различной длины позволяют использовать линии как трансформирующие устройства и, кроме того, применять их для получения емкостного или индуктивного эквивалента. Это широко используется на практике. Так, например, линии длиной четверть волны применяют в антеннах в качестве «металлических изоляторов», т. е. высокочастотных элементов, которые по постоянному току соединены с массой или землей. В устройствах сверхвысоких частот четвертьволновая короткозамкнутая линия используется в качестве колебательного контура с высокой добротностью. Отрезки линий длиной больше или меньше четверти волны (имеющие реактивное сопротивление емкостного или индуктивного характера) применяют в качестве настроечных реактивных шлейфов.

Четвертьволновая линия с волновым сопротивлением z_0, нагруженная на сопротивление $z_н$, оказывает на генератор воздействие, эквивалентное сопротивлению

$$z_{вх} = z_0^2/z_н. \qquad (23)$$

Перейдем к конкретным примерам расчета линий передачи некоторых типов.

10. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ

Номограмма № 10

Волновое сопротивление коаксиальной линии, конструктивно выполненной в виде однородной металлической трубы со сплошным внутренним проводником и воздушным диэлектриком, рассчитывается в омах по формуле

$$z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (24)$$

где D — внутренний диаметр наружного проводника; d — диаметр внутреннего проводника, выраженные в одинаковых единицах.

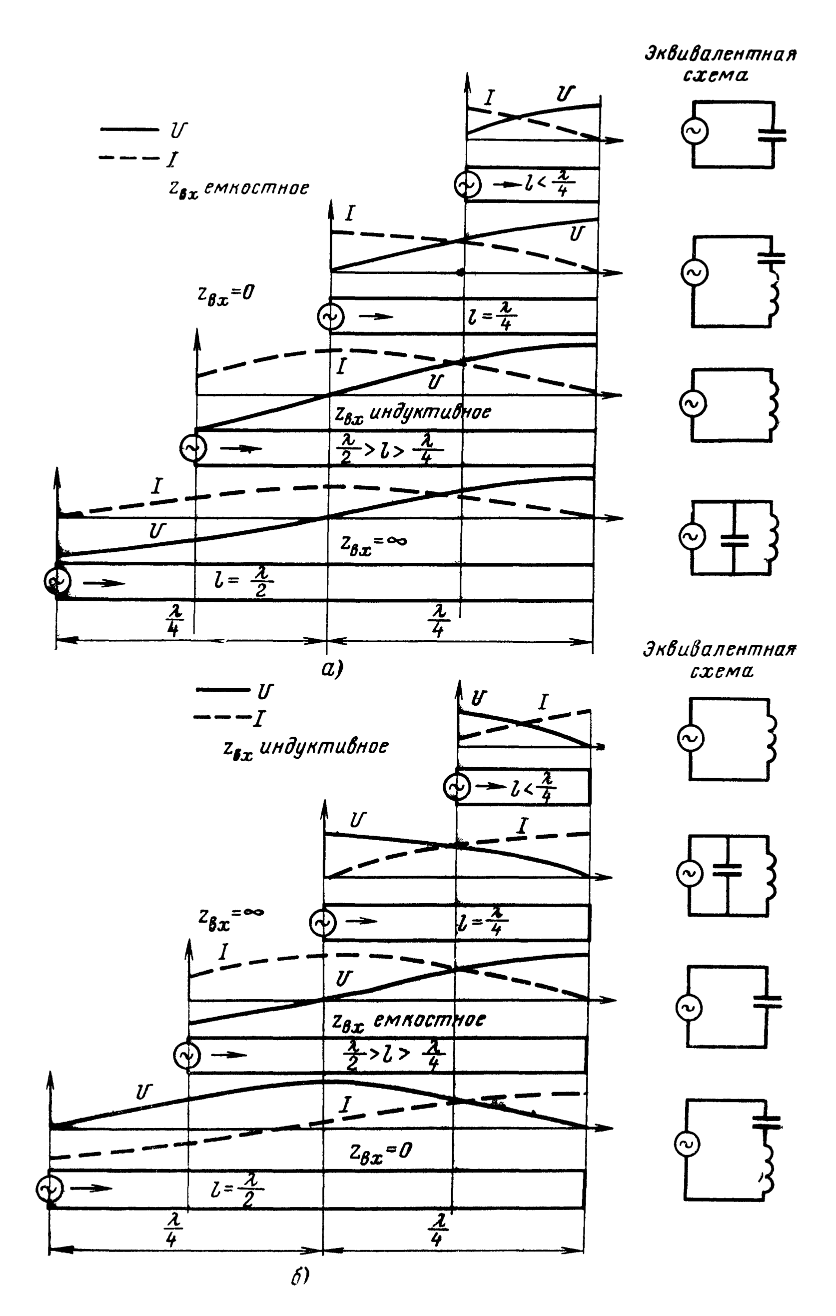
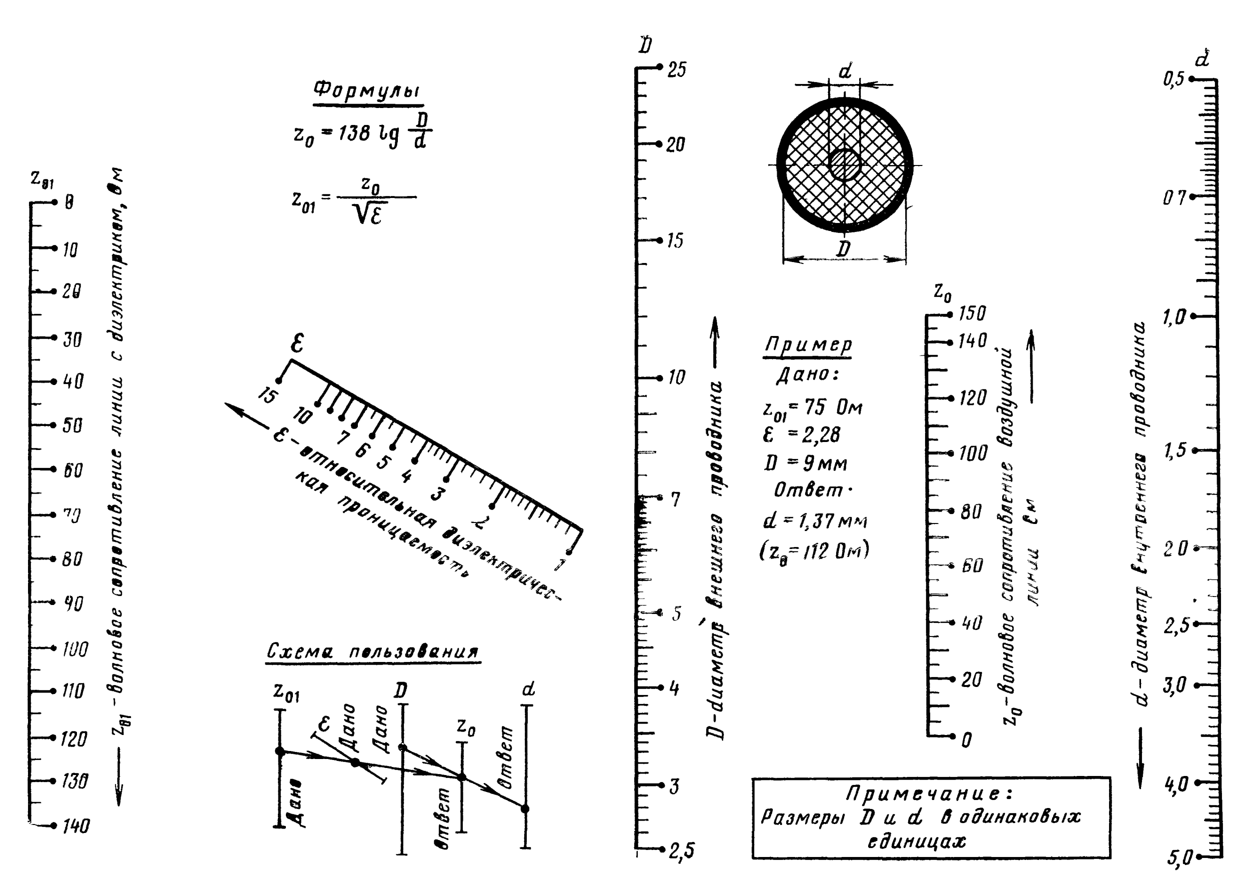


Рис. 7 Процессы в разомкнутой и короткозамкнутой линиях.
а — разомкнутая линия ($z_н=\infty$); *б* — короткозамкнутая линия ($z_н=0$).



10 Волновое сопротивление коаксиальной линии

Коаксиальная линия, заполненная диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε, имеет меньшее волновое сопротивление по сравнению с воздушной коаксиальной линией тех же размеров:

$$z_{01} = \frac{z_0}{\sqrt{\varepsilon}}. \qquad (25)$$

По формулам (24) и (25) построена номограмма № 10. Она дает возможность определять волновое сопротивление воздушных линий и линий, заполненных диэлектриком, при условии, что известны геометрические размеры линий D и d и значение относительной диэлектрической проницаемости ε. Номограмма позволяет также определять волновое сопротивление коаксиальных линий с внешним проводником в форме металлической оплетки и многожильным внутренним проводником. Для этих случаев вместо размеров D и d нужно пользоваться приведенными размерами $D_1 = Dk_1$ и $d_1 = dk_2$, где k_1 и k_2 находят из табл. 2 и 3.

Таблица 2

Количество жил во внутреннем проводнике	1	3	7	12	19	27	37
Коэффициент k_1	1,0	0,87	0,939	0,957	0,97	0,976	0,98

Таблица 3

Диаметр кабеля (по изоляции)	1,5	2,96	3,7	7,25	17,3
Коэффициент k_2	1,09	1,06	1,04	1,03	1,0

В приближенных расчетах коэффициенты k_1 и k_2 можно не учитывать.

Как будет показано, отношение диаметров коаксиальной линии определяет не только волновое сопротивление, но также и активное сопротивление проводников линии, а следовательно, затухание на единицу длины; определяет оно и максимальную мощность, которая может быть передана по линии. Затухание коаксиальной линии имеет минимум при определенных соотношениях D/d, которые зависят от материала проводников, при этом D принимается неизменным. Так, например, для медной коаксиальной линии затухание минимально при $D/d = 3{,}6$.

Пример 1. Кабель изготовлен из медной трубы с внутренним диаметром $D = 9$ мм. В качестве диэлектрика применен полиэтилен ($\varepsilon = 2{,}28$). Определить, какой должен быть диаметр внутреннего проводника, чтобы волновое сопротивление $z_0 = 75$ Ом. Сначала находят волновое сопротивление кабеля с воздушным заполнением. Для этого на шкалах z_{01} и ε откладывают заданные значения, а на шкале z_0 отсчитывают ответ: $z_0 = 112$ Ом. Далее соединяют точки на шкалах D и z_0, и на шкале d отсчитывают искомое значение: $d = 1{,}37$ мм.

Пример 2. Вычислить волновое сопротивление кабеля РК-50-7-12 с диэлектриком из полиэтилена ($\varepsilon = 2{,}25$). Внутренний проводник диаметром $d = 2{,}28$ мм имеет семь скрученных жил. Диаметр кабеля (по изоляции) $D = 7{,}3$ мм. Следует пользоваться приведенными значениями диаметров. Сначала из табл. 2 и 3 определяют коэффициенты $k_1 = 0{,}939$ и $k_2 \approx 1{,}03$. Затем вычисляют значения d_1 и D_1:

$$d_1 = k_1 d = 2{,}28 \cdot 0{,}932 = 2{,}14 \text{ мм};$$

$$D_1 = k_2 D = 1{,}03 \cdot 7{,}3 = 7{,}5 \text{ мм}.$$

Эти значения откладывают на шкалах D и d номограммы № 10, а на шкале z_0 отсчитывают ответ: $z_0=75$ Ом. Таким будет волновое сопротивление кабеля с заданными размерами и воздушным диэлектриком. Проведя прямую через точку $z_0=75$ на шкале z_0 и точку $\varepsilon=2{,}25$ на соответствующей шкале, на левой шкале номограммы отсчитывают волновое сопротивление кабеля с диэлектриком из полиэтилена: $z_{01}=50$ Ом.

11. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОТКРЫТОЙ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОДНОПРОВОДНОЙ ЛИНИИ НАД ПЛОСКИМ ЭКРАНОМ

Номограмма № 11

Волновое сопротивление открытой двухпроводной симметричной линии в воздушной среде определяется по приближенной формуле

$$z_0 \approx 276 \lg 2 \frac{h}{d}, \tag{26}$$

справедливой для случая $h/d>2{,}5$. Здесь d — диаметр проводников; h — расстояние между осями проводников. При этом d и h должны быть выражены в одинаковых единицах.

Если двухпроводная линия помещена в среду с относительной диэлектрической проницаемостью ε, отличной от единицы, то ее волновое сопротивление связано с волновым сопротивлением воздушной линии формулой (25).

Следует заметить, что, как и для коаксиальной линии, для двухпроводной линии также справедливо отношение h/d, при котором затухание линии минимально. Это отношение равно 2,3.

Волновое сопротивление однопроводной линии, расположенной на расстоянии $h/2$ над плоским экраном, определяется формулой, также справедливой для $h/d>2{,}5$:

$$z_0 = 138 \lg 2 \frac{h}{d}. \tag{27}$$

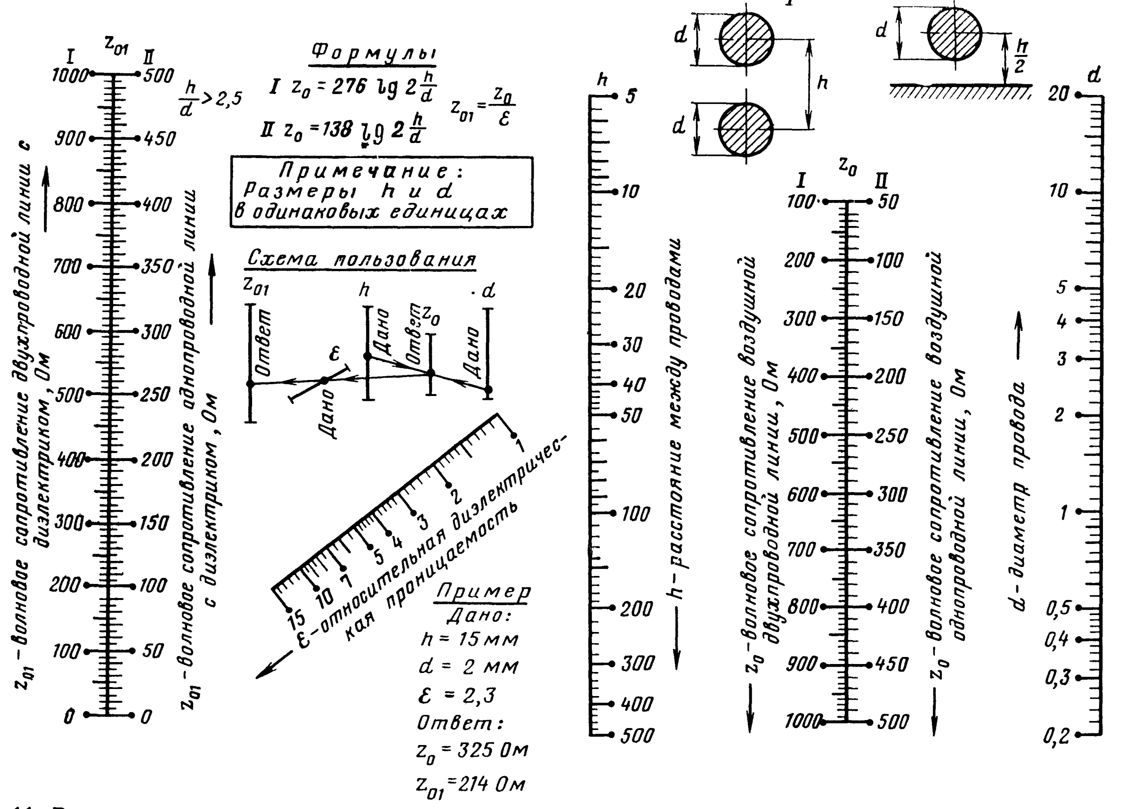
Расстояние центра проводника от плоского экрана, равное $h/2$, принято для того, чтобы можно было использовать номограмму для симметричной двухпроводной линии. Если среда имеет относительную диэлектрическую проницаемость ε, отличную от единицы, то волновое сопротивление рассчитывают по формуле (25).

По формулам (25) — (27) построена номограмма № 11. Для нахождения z_0 откладывают заданные значения на шкалах h и d и точки соединяют прямой. Ее пересечение со шкалой z_0 дает значение волнового сопротивления воздушной линии. По этой же шкале определяют волновое сопротивление однопроводной линии над плоским экраном. Для нахождения волнового сопротивления двухпроводной линии (также и для однопроводной линии) в среде с $\varepsilon\neq1$ используют шкалы z_{01}, ε и z_0.

При работе с номограммой № 11 следует (в соответствии с изображенным на ней рисунком двухпроводной линии) пользоваться шкалами z_0 и z_{01}, помеченными цифрой *I*. Для однопроводной линии соответствующие шкалы помечены цифрой *II*.

Пример 1. Волновое сопротивление двухпроводной линии с диаметром проводников $d=2$ мм и осевым расстоянием $h=15$ мм в воздухе составляет $z_0=325$ Ом. В среде с $\varepsilon=2{,}3$ (полистирол) волновое сопротивление уменьшается до значения $z_{01}=214$ Ом.

Пример 2. Однопроводная воздушная линия над плоским экраном при $d=5$ мм и $h=30$ мм имеет волновое сопротивление $z_0=150$ Ом.



11. Волновое сопротивление открытой двухпроводной линии. Волновое сопротивление однопроводной линии над плоским экраном.

Номограмма справедлива для $h/d>2{,}5$ Для этого значения получается результат с погрешностью около 5—7%. Для $h/d=1{,}3$ погрешность возрастает до 16%. При этом получаются завышенные значения для z_0.

12. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ЭКРАНЕ

Номограмма № 12

Волновое сопротивление симметричной двухпроводной линии, помещенной в цилиндрическом экране, несколько изменяется по сравнению с открытой двухпроводной линией. Для определения волнового сопротивления можно пользоваться формулой, по которой построена номограмма № 12:

$$z_0 = 276 \lg \frac{2h(D^2 - h^2)}{d(D^2 + h^2)}. \tag{28}$$

Формула справедлива при $d/D<0{,}25$ и $h/d<(1-2d/D)$. Здесь d — диаметр проводников линии; h — расстояние между осями проводников; D — внутренний диаметр экранирующего цилиндра. Входящие в формулу (28) величины должны выражаться в одинаковых единицах.

Волновое сопротивление линии с диэлектриком ($\varepsilon>1$) выражается формулой (25).

Максимальное волновое сопротивление при заданном значении D соответствует $h\approx D/2$. При этом оно незначительно изменяется при небольшом смещении линии внутри цилиндра.

Для пользования номограммой № 12 необходимо знать отношение осевого расстояния линии к диаметру проводников h/d и отношение осевого расстояния к внутреннему диаметру цилиндра h/D Эти отношения откладывают на соответствующих шкалах номограммы, точки соединяют прямой, которая показывает на шкале z_0 значение волнового сопротивления линии с воздушным диэлектриком. Для определения волнового сопротивления линии с диэлектриком (z_{01}) откладывают заданное значение ε на одноименной шкале и проводят прямую через точку ε и точку, найденную на шкале z_0. На шкале z_{01} отсчитывают ответ.

Следует указать на то, что линия имеет минимальное затухание при определенных размерах Для медной линии оптимальными являются отношения $h/D=0{,}46$ и $h/d=2{,}48$. Для линии в свинцовом экране оптимальные соотношения будут $h/D=0{,}37$ и $h/d=2{,}52$.

Пример 1. Диаметр проводников линии с воздушным диэлектриком $d=3$ мм. Осевое расстояние $h=12$ мм. Диаметр цилиндра $D=21$ мм.

С помощью вычислений определяют отношения $h/d=4$ и $h/D=0{,}57$. Согласно номограмме № 12 $z_0=170$ Ом. Линия с полиэтиленовым заполнением ($\varepsilon=2{,}3$) будет иметь волновое сопротивление $z_{01}=112$ Ом.

Пример 2. Медная линия с минимальными потерями ($h/D=0{,}46$ и $h/d=2{,}48$) имеет волновое сопротивление $z_{01}=143$ Ом

13. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДВУХПРОВОДНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ ЛЕНТОЧНОЙ ЛИНИИ

Номограмма № 13

Ленточная симметричная линия, составленная из двух тонких ленточных проводников шириной b, отделенных друг от друга диэлектриком толщиной a, имеет волновое сопротивление, которое вычисляют по формуле

$$z_{01} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon}} \left(\frac{a}{a+b} \right). \tag{29}$$

Формулы

$$z_0 = 276 \lg \frac{2h(D^2-h^2)}{d(D^2+h^2)}$$

$$z_{01} = \frac{z_0}{\sqrt{\varepsilon}} \quad \text{при} \quad \frac{d}{D} < 0{,}25$$

$$\frac{h}{d} < \left(1 - \frac{2d}{D}\right)$$

Схема пользования

z_{01} — Ответ; $\frac{h}{D}$ — Дано; z_0 — Ответ; $\frac{h}{d}$ — Дано; ε — Дано

z_{01}: 400, 350, 300, 250, 200, 150, 100, 50, 0

z_{01} — волновое сопротивление линии со сплошным диэлектриком, Ом

ε: 1, 2, 3, 4, 5, 7, 10, 15

ε — относительная диэлектрическая проницаемость

$\frac{h}{D}$: 0,8; 0,75; 0,7; 0,65; 0,6; 0,55; 0,5; 0,4; 0,3; 0,2; 0,1

$\left(\frac{h}{D}\right)_{опт.} = 0{,}46$ (для меди)

$\frac{h}{D}$ — отношение осевого расстояния к диаметру экрана

Пример

Дано:

$\frac{h}{d} = 4$

$\frac{h}{D} = 0{,}57$

$\varepsilon = 2{,}3$

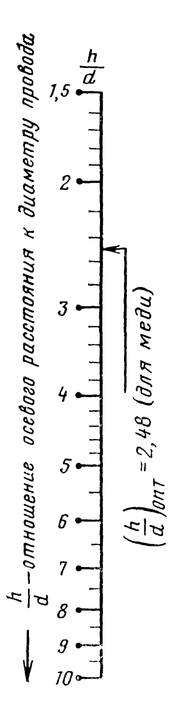
Ответ:

$z_{01} = 112$ Ом

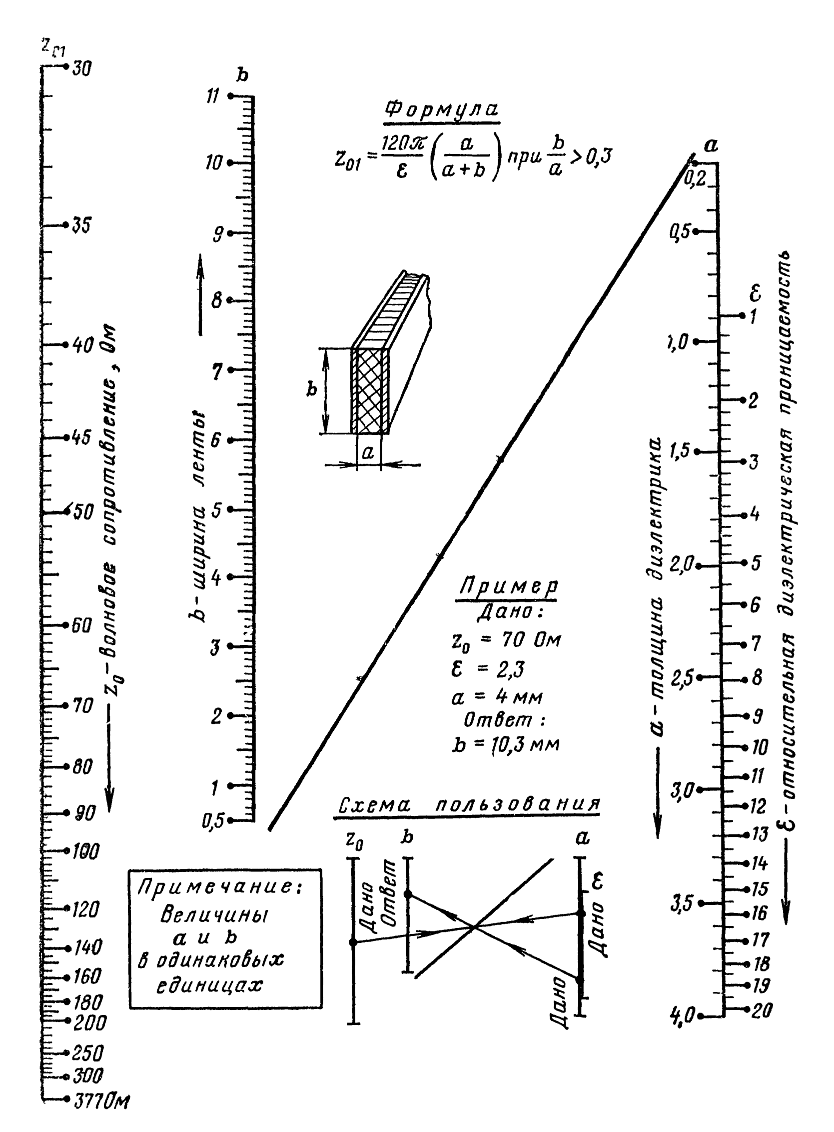
($z_0 = 170$ Ом)

z_0: 0, 50, 100, 150, 200, 250, 300, 350

z_0 — волновое сопротивление воздушной линии, Ом



12. Волновое сопротивление двухпроводной линии над плоским экраном.



13 Волновое сопротивление двухпроводной симметричной ленточной линии.

Формула справедлива для $b/a>0,3$.

Номограмма № 13 построена по формуле (29). При пользовании номограммой величины a и b нужно брать в одинаковых единицах. Во избежание ошибок следует также принимать во внимание, что шкалы a и ε совмещены на одной прямой. Для определения z_{01} на шкалах a и b откладывают заданные размеры ленточной линии и соединяют точки прямой. Через точку пересечения этой прямой со вспомогательной наклонной осью, а также через точку на шкале ε проводят вторую прямую, которую продолжают до пересечения со шка-

лой z_{01}. На шкале z_{01} отсчитывают ответ. Для линии с воздушным диэлектриком на шкале ε берут значение $\varepsilon=1$. Возможно решение и обратных задач.

Пример. Для выполнения ленточной линии использован полистирол ($\varepsilon=2,3$) толщиной $a=4$ мм. Найти необходимую ширину ленточной линии, при которой ее волновое сопротивление $z_{01}=70$ Ом. На шкалах z_{01} и ε откладывают указанные величины, проводят прямую и отмечают пересечение ее с наклонной вспомогательной осью. Через эту точку и точку на шкале a проводят вторую прямую, которая на шкале b дает ответ: $b=10,3$ мм.

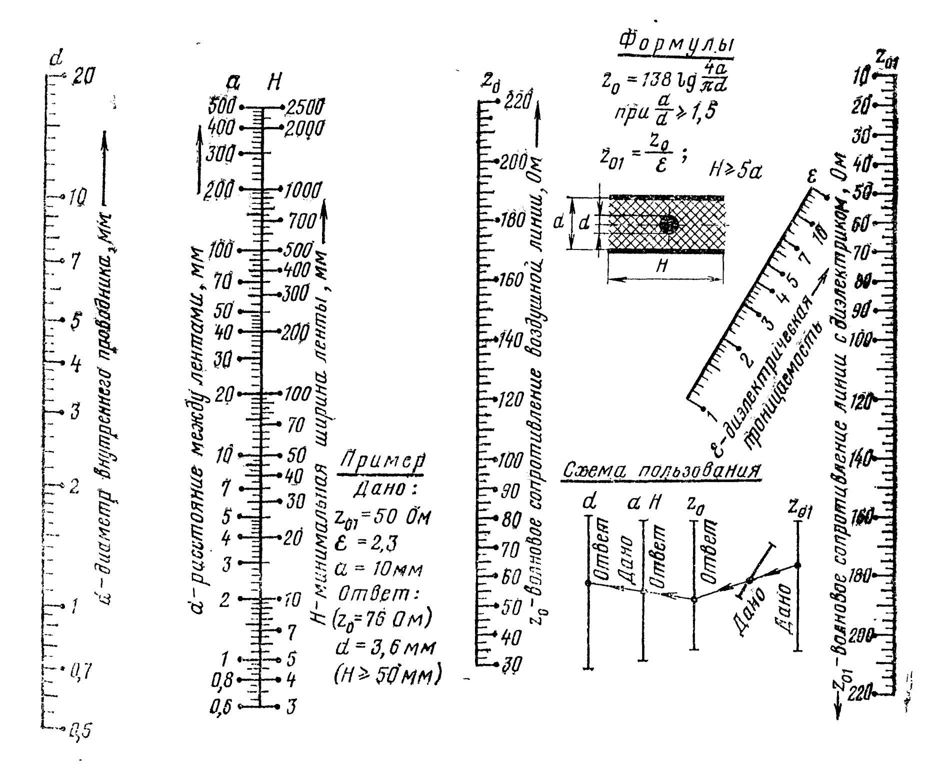
14. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОДНОПРОВОДНОЙ ЛИНИИ МЕЖДУ ДВУМЯ ПЛОСКИМИ ЭКРАНАМИ

Номограмма № 14

Линия, передачи, состоящая из цилиндрического проводника, расположенного между двумя параллельными металлическими плоскостями (так называемая «плоская линия») в воздушной среде, имеет волновое сопротивление

$$z_0 = 138 \lg \frac{4a}{\pi d}, \tag{30}$$

где a — толщина диэлектрика, равная расстоянию между металлическими плоскостями; d — диаметр внутреннего проводника; при этом a и d выражены в одинаковых единицах. Формула (30) справедлива при $a/d > 1,5$.



14. Волновое сопротивление однопроводной линии между двумя плоскими экранами.

Ширину металлических плоскостей выбирают из условия

$$H \geqslant 5a. \tag{31}$$

Волновое сопротивление такой линии с диэлектриком равно

$$z_{01} = \frac{z_0}{\sqrt{\varepsilon}}.$$

Для «плоской линии» значения волнового сопротивления предпочтительнее иметь более 30—40 Ом.

Номограмма № 14 состоит из двух частей: левая часть построена по формуле (30), правая — по формуле (25).

Пример. Плоская линия должна иметь волновое сопротивление $z_{01} = 50$ Ом. Для ее изготовления использован листовой полиэтилен ($\varepsilon = 2{,}3$) толщиной $a = 10$ мм. Определить диаметр внутреннего проводника d и волновое сопротивление такой же линии с воздушным диэлектриком.

Правая часть номограммы дает значение $z_0 = 76$ Ом, левая часть для $a = 10$ мм — значение $d = 3{,}6$ мм. Ширина металлических экранов, соответствующая $a = 10$ (вторая шкала слева) должна быть $H \geqslant 50$ мм.

15. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ТИПА «САНДВИЧ»

Номограмма № 15

Волновое сопротивление в омах воздушной полосковой линии из металлической ленты, расположенной симметрично между металлическими плоскостями, рассчитывают по следующим формулам:

$$z_0 = \frac{94\left(1 - \frac{t}{a}\right)}{\frac{b}{a} + 0{,}47 + 0{,}65\frac{t}{a} - 1{,}12\left(\frac{t}{a}\right)^2} \tag{32}$$

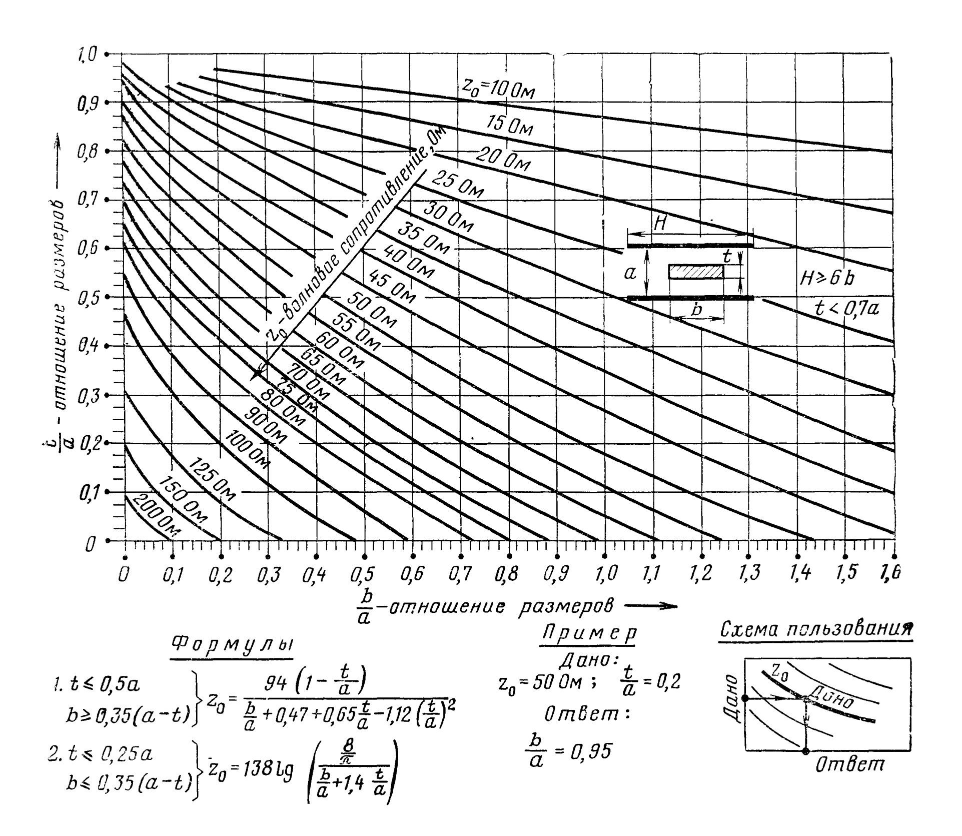
при $t \leqslant 0{,}5$ и $b \geqslant 0{,}35\ (a - t)$;

$$z_0 = 138 \lg \frac{1}{\pi}\left(\frac{8}{\frac{b}{a} + 1{,}4\frac{t}{a}}\right) \tag{33}$$

при $t \leqslant 0{,}25a$ и $b \leqslant 0{,}35\ (a - t)$. Здесь t — толщина ленты внутреннего проводника; b — ширина ленты; a — расстояние между проводящими плоскостями. Все размеры в одинаковых единицах.

Формулы справедливы для случаев, когда внутренний проводник хорошо закрыт проводящими плоскостями, т. е. ширина проводящих плоскостей в 5—6 раз больше ширины ленты внутреннего проводника.

Номограмма 15, построенная по формулам (32) и (33), дает возможность определять волновое сопротивление воздушной линии по заданным отношениям t/a и b/a. Если линия имеет относительную диэлектрическую проницаемость, отличную от единицы, то, зная волновое сопротивление такой же воздушной линии, можно найти волновое сопротивление линии с диэлектриком ε по формуле (25). Можно воспользоваться для этой операции, например, правой частью номограммы № 14 или другими номограммами, которые построены по формуле (25).



15. Волновое сопротивление полосковой линии типа «сандвич».

Пример. Для выполнения полосковой линии типа «сандвич» использован диэлектрик толщиной $a=5$ мм. Внутренний проводник сделан из металлической ленты толщиной $t=1$ мм (таким образом, $t/a=0,2$). Определить ширину металлической ленты, при которой волновое сопротивление воздушной линии $z_0=50$ Ом.

Номограмма № 15 дает значение $b/a=0,95$, отсюда при $a=5$ мм $b=4,75$ мм. Волновое сопротивление такой линии, заполненной полиэтиленом ($\varepsilon=2,2$), $z_{01}=34$ Ом. Этот результат получен с помощью правой части номограммы № 14.

16. АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ

Номограмма № 16

Активное сопротивление коаксиальной линии, определяющее тепловые потери в проводниках, складывается из сопротивлений внутреннего и внешнего проводников токам высокой частоты. Для коаксиального кабеля погонное активное сопротивление (сопротивление потерь) рассчитывают по формуле

$$R = \frac{R_{\sim}}{\pi} \frac{\left(\frac{D}{d}+1\right)}{D}, \tag{34}$$

где $R_\sim = 2\pi \sqrt{\mu\rho f \cdot 10^{-7}}$ — сопротивление поверхностного слоя токам высокой частоты (см. номограммы № 6 и 7). В этих формулах: ρ — удельное сопротивление проводников, Ом·м; f — частота, Гц; d — диаметр внутреннего проводника, м; D — внутренний диаметр внешнего проводника, м; μ — относительная магнитная проницаемость материала проводников.

Для проводников коаксиального кабеля, выполненных из меди ($\mu=1$ и $\rho=1,72\cdot10^{-8}$ Ом·м), формула (34) преобразуется к виду

$$R_м = 8,32\cdot10^{-8}\frac{\left(\frac{D}{d}+1\right)}{D}\sqrt{f}. \qquad (35)$$

Для других немагнитных материалов ($\mu=1$) активное сопротивление проводников коаксиальной линии связано с активным сопротивлением медной линии таких же размеров следующим образом:

$$R = 7,62R_м\sqrt{\rho}. \qquad (36)$$

Номограмма № 16 построена по формулам (35) и (36). Для удобства на шкале ρ величины имеют размерность Ом·мм²/м. Следует помнить, что 1 Ом·м$=10^6$ Ом·мм²/м.

Эти формулы справедливы для коаксиальной линии, внешний проводник которой выполнен из сплошного однородного цилиндра.

Как упоминалось ранее, минимальное затухание в коаксиальной линии имеет место при соотношении ее диаметров $D/d=3,6$. Это для случая, когда проводники выполнены из меди. Для линии из алюминия это отношение равно 3,9, для свинцовой — 5,2. Надо заметить, что при этом внутренний проводник может быть медным. Предполагается также, что сравниваются линии с неизменными D.

Пример. Определить сопротивление потерь медной коаксиальной линии из сплошных проводников на частоте $f=100$ МГц, имеющей $d=1,37$ мм и $D=9$ мм. Вычисляют $D/d=6,57$. Затем откладывают это значение на шкале D/d, соединяют прямой полученную точку со значением, отложенным на шкале D. Через точку пересечения прямой со вспомогательной осью и точку 100 МГц на шкале f проводят вторую прямую, которая отсечет на шкале $R_м$ искомое значение (0,7 Ом/м).

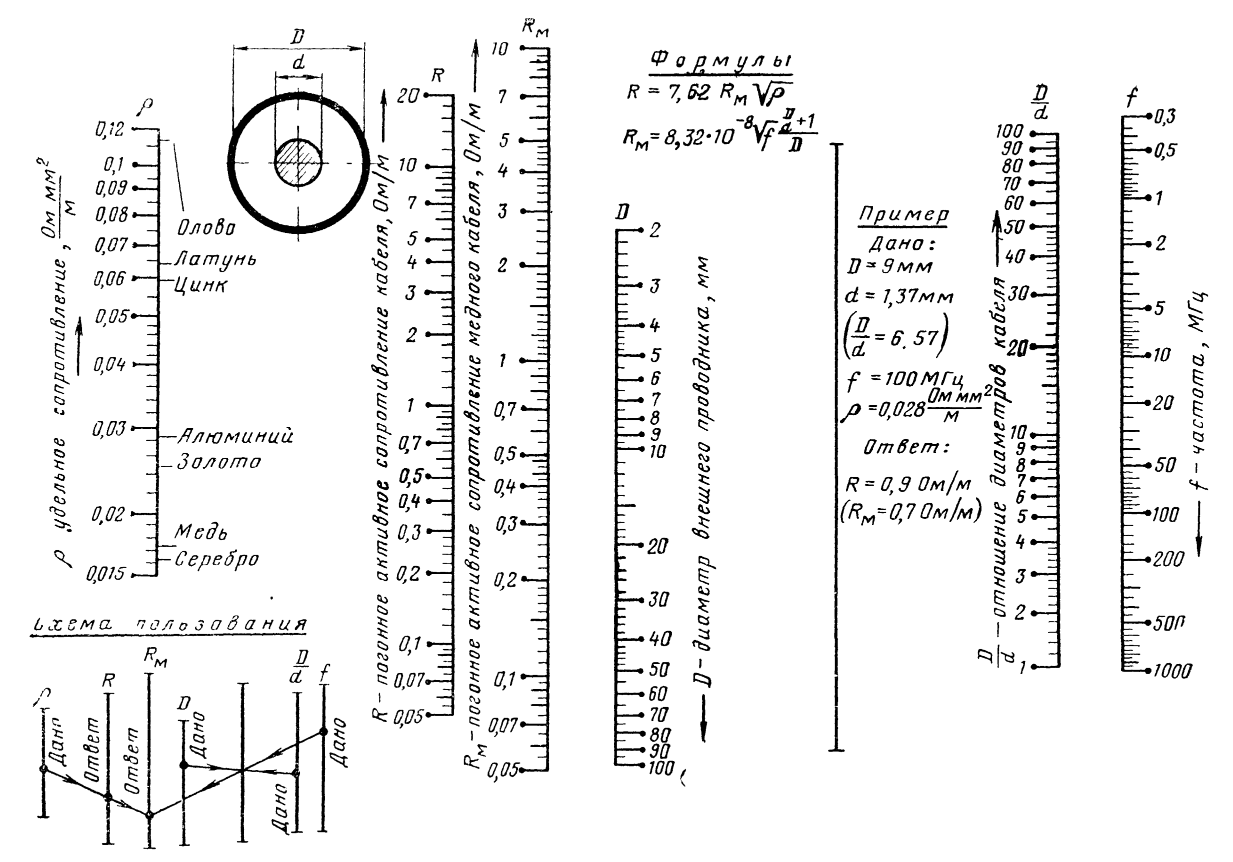
Если линию выполнить из алюминия ($\rho=0,028$ Ом·мм²/м), то погонное активное сопротивление потерь в ней $R=0,9$ Ом/м. Для этого используют шкалы ρ, $R_м$ и R левой части номограммы № 16.

При выполнении проводников линии с гальваническим покрытием тонким слоем другого металла, например цинка или олова (для защиты линии от коррозии), следует проверить толщину покрытия и сравнить ее с глубиной проникания высокочастотных токов (по номограмме № 6). Если глубина проникания δ не превышает толщины покрытия, то расчет R ведут для материала покрытия.

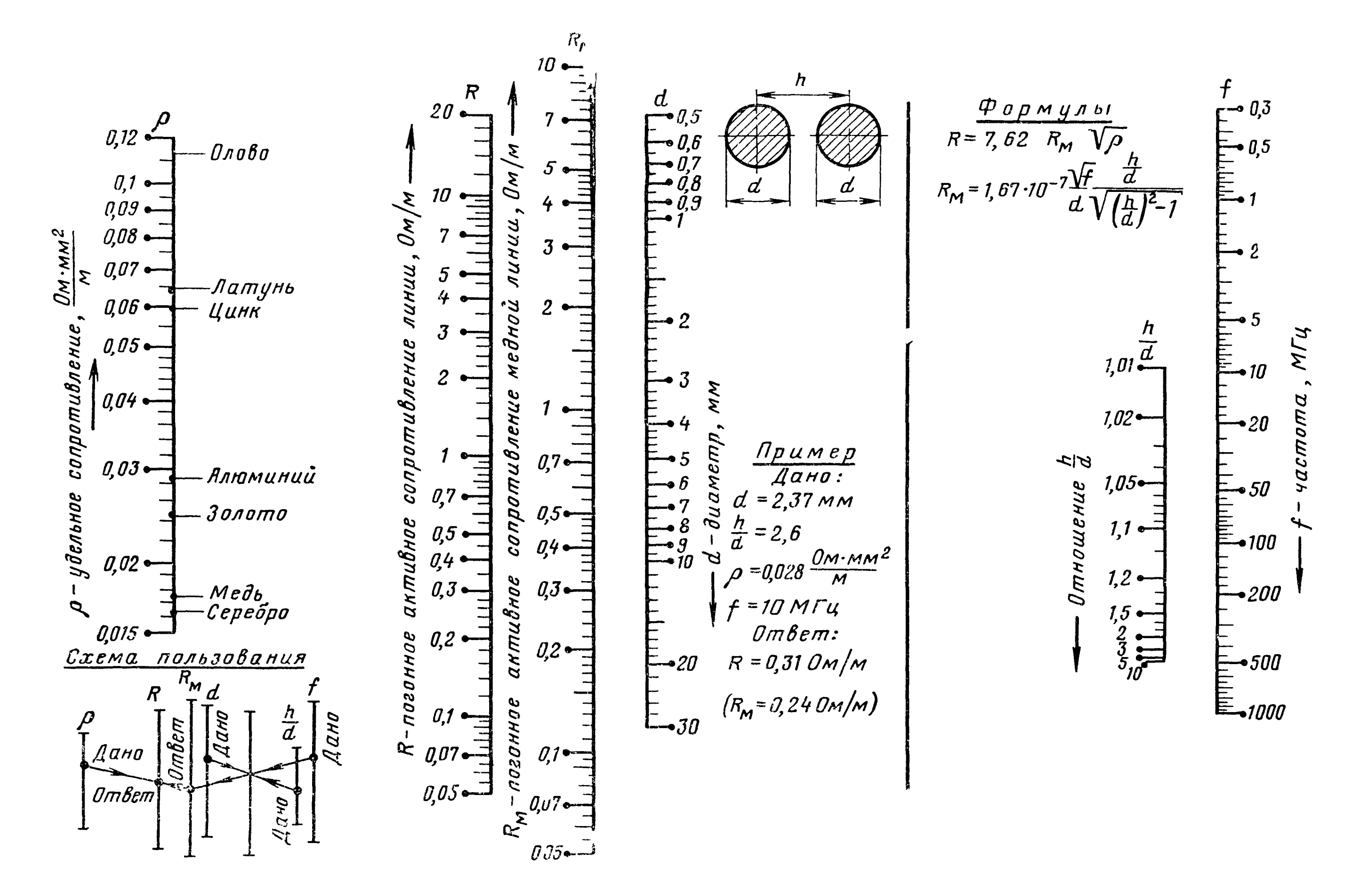
17. АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ

Номограмма № 17

Для симметричной двухпроводной линии с достаточной для практики точностью можно считать, что активное погонное сопротивление зависит от материала проводников, их размеров и толщины поверхностного слоя, по которого



16. Активное сопротивление коаксиальной линии



17. Активное сопротивление двухпроводной линии

му протекают высокочастотные токи. Это сопротивление определяется приближенной формулой, Ом/м,

$$\left.\begin{aligned} R &= \frac{2R_{\sim}}{\pi d}\,\frac{\dfrac{h}{d}}{\sqrt{\left(\dfrac{h}{d}\right)^2 - 1}}, \\ \text{где } R_{\sim} &= 2\pi\sqrt{\mu\rho f\cdot 10^{-7}}\,. \end{aligned}\right\} \tag{37}$$

Здесь μ — относительная магнитная проницаемость; $R_{\sim}$ — сопротивление поверхностного слоя, Ом/м; d — диаметр проводника, м; h — осевое расстояние между проводниками, м; f — частота, Гц; ρ — удельное сопротивление проводников, Ом·м.

Для медных проводников формула (37) примет вид:

$$R_{\text{м}} = 1{,}67\cdot 10^{-7}\frac{\sqrt{f}}{d}\,\frac{\dfrac{h}{d}}{\sqrt{\left(\dfrac{h}{d}\right)^2 - 1}}\,. \tag{38}$$

Сопротивление линии, выполненной из любого немагнитного металла, можно выразить через сопротивление медной линии

$$R = 7{,}62\,R_{\text{м}}\sqrt{\rho}\,.$$

По формулам (35) и (38) построена номограмма № 17. Она позволяет по заданным значениям d, h/d и f находить сначала сопротивление медной линии $R_{\text{м}}$, а затем (если линия сделана не из меди) по заданному значению ρ находить R.

Пример. Активное сопротивление алюминиевой линии $\rho = 0{,}028$ Ом·мм²/м с диаметром проводников $d = 2{,}37$ мм и осевым расстоянием $h = 6{,}15$ мм (т. е. $h/d = 2{,}6$) на частоте $f = 10$ МГц составляет $R = 0{,}31$ Ом/м. Если бы линия была медной, ее сопротивление было $R_{\text{м}} = 0{,}24$ Ом/м.

18. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ И ПОЛУВОЛНОВОЙ РАЗОМКНУТОЙ ЛИНИЙ

Номограмма № 18

Входное сопротивление идеальной линии (без потерь) длиной четверть волны и короткозамкнутой на конце бесконечно большое. Однако в реальной линии потери уменьшают входное сопротивление короткозамкнутого четвертьволнового отрезка.

Входное сопротивление короткозамкнутой четвертьволновой линии выражается приближенной формулой, пригодной для практических расчетов:

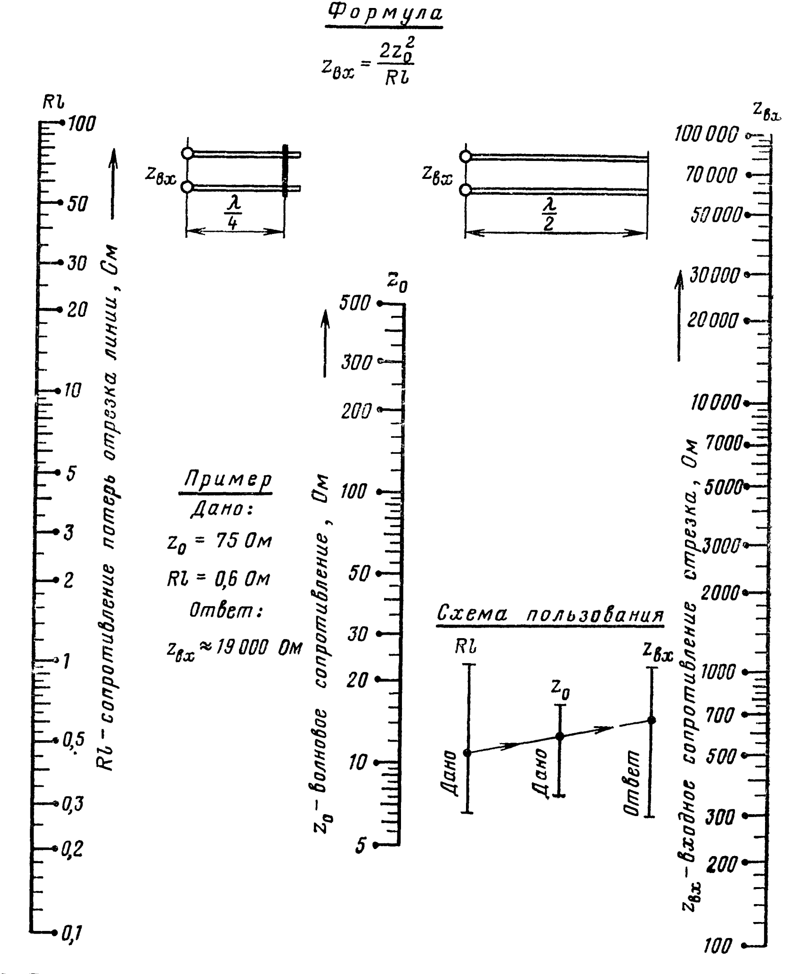
$$z_{\text{вх}} = \frac{2z_0^2}{Rl}\,, \tag{39}$$

где $z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление короткозамкнутой четвертьволновой линии, Ом; R — сопротивление потерь четвертьволнового отрезка линии, Ом; z_0 — волновое сопротивление, Ом.

Произведения Rl вычисляют по значению сопротивления потерь линии R (найденном, например, с помощью номограмм № 16 и 17) и длине волны λ, м.

Для четвертьволновой линии

$$Rl = R\frac{\lambda}{4}\,. \tag{40}$$



18. Входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой и полуволновой разомкнутой линий.

Входное сопротивление идеальной полуволновой разомкнутой линии бесконечно большое, у реальной линии с потерями входное сопротивление не столь велико. Его подсчитывают по формуле (39). Если сравнить входные сопротивления полуволновой разомкнутой линии и такой же короткозамкнутой четвертьволновой, то у последней оно вдвое больше, так как произведение Rl для полуволновой линии больше. В самом деле, при неизменных значениях R и l для полуволновой линии

$$Rl = R\frac{\lambda}{2}. \tag{41}$$

Сравнение (40) и (41) подтверждает сказанное.

Номограмма № 18 построена по формуле (39).

Пример 1. Четвертьволновый отрезок кабеля типа РК-75-9-12 используется в качестве металлического изолятора антенны, заземленного по постоянно-

му току. Для этого кабеля $z=75$ Ом. Рабочая длина волны $\lambda=3$ м. Сопротивление потерь кабеля $R=0{,}8$ Ом/м (согласно номограмме № 16). Найти входное сопротивление данного отрезка кабеля.

Подсчитывают $Rl=R\frac{\lambda}{4}=0{,}8\cdot 0{,}75=0{,}6$ Ом. По номограмме для $Rl=0{,}6$ Ом и $z_0=75$ Ом $R_{вх}=19\cdot 10^3$ Ом.

Пример 2. Проверить, как изменится входное сопротивление полуволнового разомкнутого отрезка кабеля из предыдущего примера.

Произведение $Rl=R\frac{\lambda}{2}=0{,}8\cdot 1{,}5=1{,}2$ Ом. По номограмме для $z_0=75$ Ом и $Rl=1{,}2$ Ом $R_{вх}\approx 9500$ Ом.

19. ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ СОГЛАСУЮЩИХ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Номограмма № 19

Для соединения двух линий с различными волновыми сопротивлениями или линии передачи с нагрузкой (при $z_0\neq z_н$) пользуются согласующими устройствами, состоящими из четвертьволновых отрезков линий, которые позволяют получить распространение электромагнитной волны без отражений в местах соединений. При этом предполагается, что волновые сопротивления линий и сопротивление нагрузки чисто активные. Согласование достигается включением промежуточных четвертьволновых трансформаторов.

Если для согласования используется один четвертьволновый трансформатор, то его волновое сопротивление z_0 связано с согласуемыми сопротивлениями z_{01} и z_{02} следующим образом:

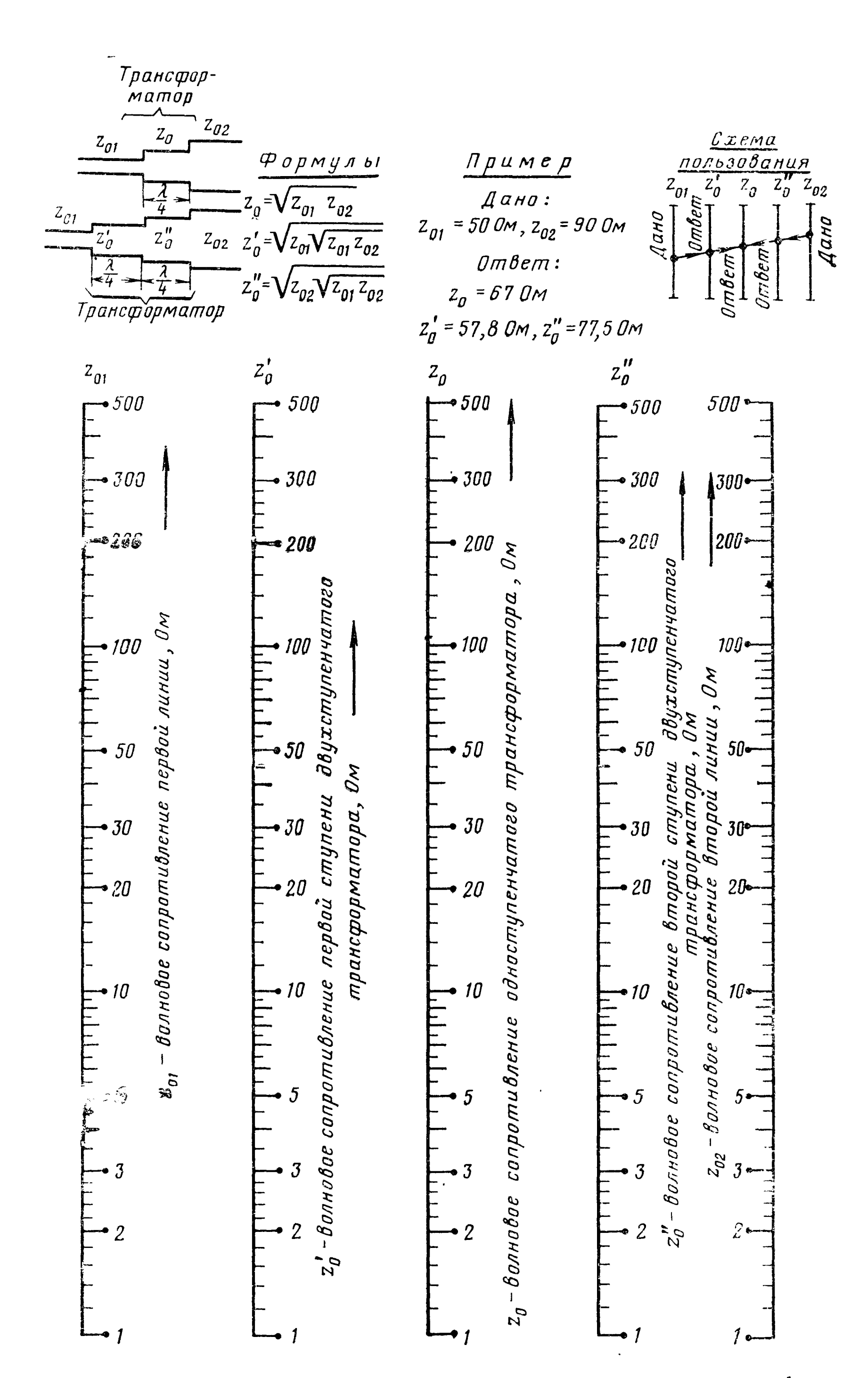
$$z_0=\sqrt{z_{01}z_{02}}. \tag{42}$$

В качестве согласующих устройств можно применять и несколько четвертьволновых трансформаторов. Так, например, для двухступенчатого согласования волновые сопротивления двух трансформаторов подсчитывают по следующим формулам:

$$\left.\begin{aligned} z_0' &= \sqrt{z_{01}\sqrt{z_{01}z_{02}}}; \\ z_0'' &= \sqrt{z_{02}\sqrt{z_{01}z_{02}}}; \end{aligned}\right\} \tag{43}$$

здесь z_0' и z_0'' — волновые сопротивления первого и второго трансформатора, а z_{01} и z_{02} — согласуемые сопротивления. Конструктивное выполнение таких согласующих устройств зависит от типа и размеров применяемых линий передачи, от вида нагрузки и т. п. Широкое использование находят, например, четвертьволновые трансформаторы в виде коаксиальных ступенчатых переходов, в которых ступеньки образуются цилиндрами различных диаметров. Для их конструирования находят значения волновых сопротивлений трансформаторов, а по ним определяют диаметры цилиндров.

Для нахождения волновых сопротивлений четвертьволновых трансформаторов служит номограмма № 19, построенная по формулам (42) и (43). Заданные значения согласуемых сопротивлений, которые откладывают на крайних шкалах z_{01} и z_{02}, соединяют прямой. Ее пересечение со средней шкалой z_0 дает значение волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора для случая, когда согласование производится одним трансформатором. При согласовании двумя четвертьволновыми трансформаторами их волновые сопротивления находят в месте пересечения прямой с двумя другими шкалами z_0' и z_0''.



19. Волновое сопротивление четвертьволновых согласующих трансформаторов.

Пример. Согласовать коаксиальную линию ($z_{01}=50$ Ом) с антенной в форме полуволнового вибратора ($z_{02}=72$ Ом).

По номограмме для одноступенчатого согласования значение волнового сопротивления трансформатора $z_0=60$ Ом. Для двухступенчатого трансформатора волновые сопротивления будут равны $z_0'=55$ Ом и $z_0''=65$ Ом. Итак, между кабелем и антенной нужно включить одноступенчатый трансформатор с волновым сопротивлением $z_0=60$ Ом или две ступени в таком порядке: кабель ($z_{01}=50$ Ом) — первая ступень трансформатора ($z_0'=55$ Ом) — вторая ступень трансформатора ($z_0''=65$ Ом) — антенна ($z_{02}=72$ Ом).

20. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Номограмма № 20

Согласующие четвертьволновые трансформаторы из отрезков линий обладают резонансными свойствами, т. е. обеспечивают согласование только на одной частоте. При отклонении частоты от расчетной согласование нарушается и в местах соединения линий возникают отражения волн. При этом КБВ уменьшается. Для реальных линий согласование наблюдается в некоторой полосе частот, причем на средней частоте полосы пропускания КБВ имеет наибольшее значение, а на краях полосы — наименьшее.

С достаточной для практики точностью можно пользоваться следующими зависимостями.

Для одноступенчатого согласования

$$\left(\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}\right)^2=\frac{(A-1)^2}{(A-1)^2+4A\sec^2\theta_1}. \qquad (44)$$

Для двухступенчатого согласования

$$\left(\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}\right)^2=\frac{(A-1)^2}{(A-1)^2-4A\sec^4\theta_2}. \qquad (45)$$

В этих формулах

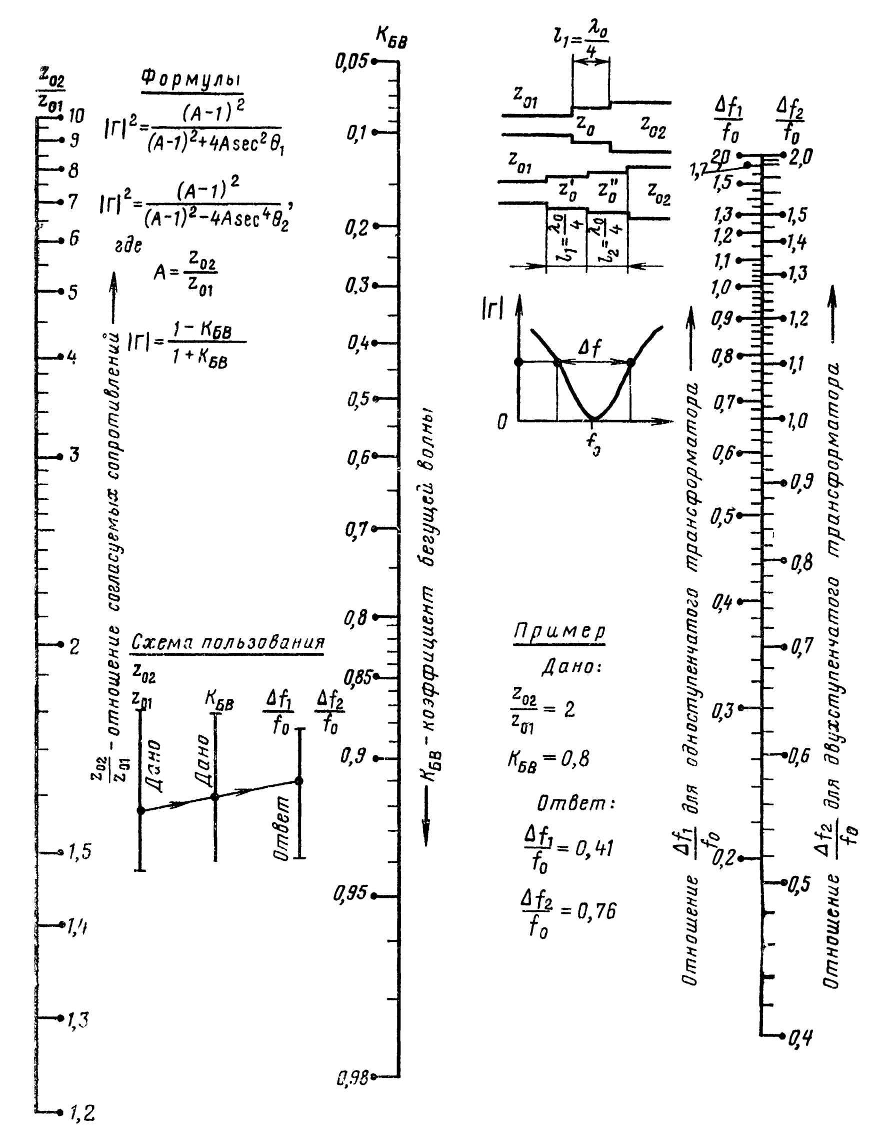
$$\theta_1=\frac{\pi}{2}\left(\frac{\Delta f_1}{2f_0}+1\right) \text{ и } \theta_2=\frac{\pi}{2}\left(\frac{\Delta f_2}{2f_0}+1\right);$$

Δf_1 — ширина полосы частот одноступенчатого трансформатора, симметричная относительно средней (расчетной) частоты f_0; Δf_2 — ширина полосы частот двухступенчатого трансформатора, симметричная относительно средней (расчетной) частоты f_0; $A=z_{02}/z_{01}$ — отношение согласуемых сопротивлений, которые предполагают чисто активными.

Значение $K_{б.в}$ соответствует допустимому значению коэффициента бегущей волны на краях полосы пропускания, причем предполагается, что на расчетной (средней) частоте $K_{б.в}=1$.

По формулам (44) и (45) построена номограмма № 20. На левой шкале номограммы откладывают отношение согласуемых сопротивлений z_{02}/z_{01}, на средней шкале — заданное на краях полосы частот значение коэффициента бегущей волны $K_{б.в}$. Проводят через точки прямую, которая на правой шкале укажет значение относительной полосы пропускания согласующего трансформатора (левая часть шкалы — $\Delta f_1/f_0$, одноступенчатый, правая — $\Delta f_2/f_0$, двухступенчатый).

Пример. Телевизионная антенна ($z_{02}=150$ Ом) для 8-го канала ($f_0=191{,}25$ МГц) согласуется одноступенчатым четвертьволновым трансформатором с кабелем ($z_{01}=75$ Ом). Определить, в какой полосе частот будет осуществляться согласованный прием, при котором $K_{б.в}$ не уменьшится ниже 0,8.



20. Полоса пропускания четвертьволновых трансформаторов.

Согласно номограмме $\Delta f_1/f_0=0{,}41$. Таким образом, ширина полосы частот $\Delta f_1=191{,}25\cdot0{,}41\approx78$ МГц. При средней частоте 191,25 МГц тракт будет работать согласованно от частоты $f_0'=152$ МГц до частоты $f_0''=230$ МГц. Таким образом, для сигналов в диапазоне от 6-го до 12-го каналов $K_{бв}$ не превысит 0,8.

Если применено двухступенчатое согласование, то согласно номограмме $\Delta f_2/f_0=0{,}76$, т. е. полоса частот для настройки на 8-й телевизионный канал составит $\Delta f_2=191{,}25\cdot0{,}76\approx145$ МГц.

21. ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫЕ СОГЛАСУЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Номограмма № 21

В ряде случаев в качестве трансформатора сопротивлений находит применение так называемая экспоненциальная линия, позволяющая осуществлять согласование в широком диапазоне частот. У экспоненциальной линии волновое сопротивление изменяется вдоль ее длины по закону

$$z_{0x} = z_{01}\, e^{bx}, \tag{46}$$

где z_{01} — волновое сопротивление линии на ее входе; z_{0x} — волновое сопротивление линии в сечении, расположенном на расстоянии x от ее начала; b — параметр, показывающий скорость изменения волнового сопротивления вдоль линии.

В частном случае экспоненциальная линия может быть выполнена в виде двухпроводной линии с переменным осевым расстоянием. Если проводники линии расходятся, т. е. расстояние между ними плавно возрастает, то волновое сопротивление такой линии возрастает от входа к выходу по закону экспоненты (46). Чем длиннее экспоненциальная линия (при той же длине волны), тем лучше получается согласование, т. е. выше $K_{б.в}$.

В зависимости от заданного значения $K_{б.в}$ и известного отношения z_{02}/z_{01} минимальную длину экспоненциальной линии рассчитывают по формуле

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{\ln\dfrac{z_{02}}{z_{01}}}{8\pi\,\dfrac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}}. \tag{47}$$

По этой формуле построена номограмма № 21. Здесь

$$8\pi\,\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}} = b$$

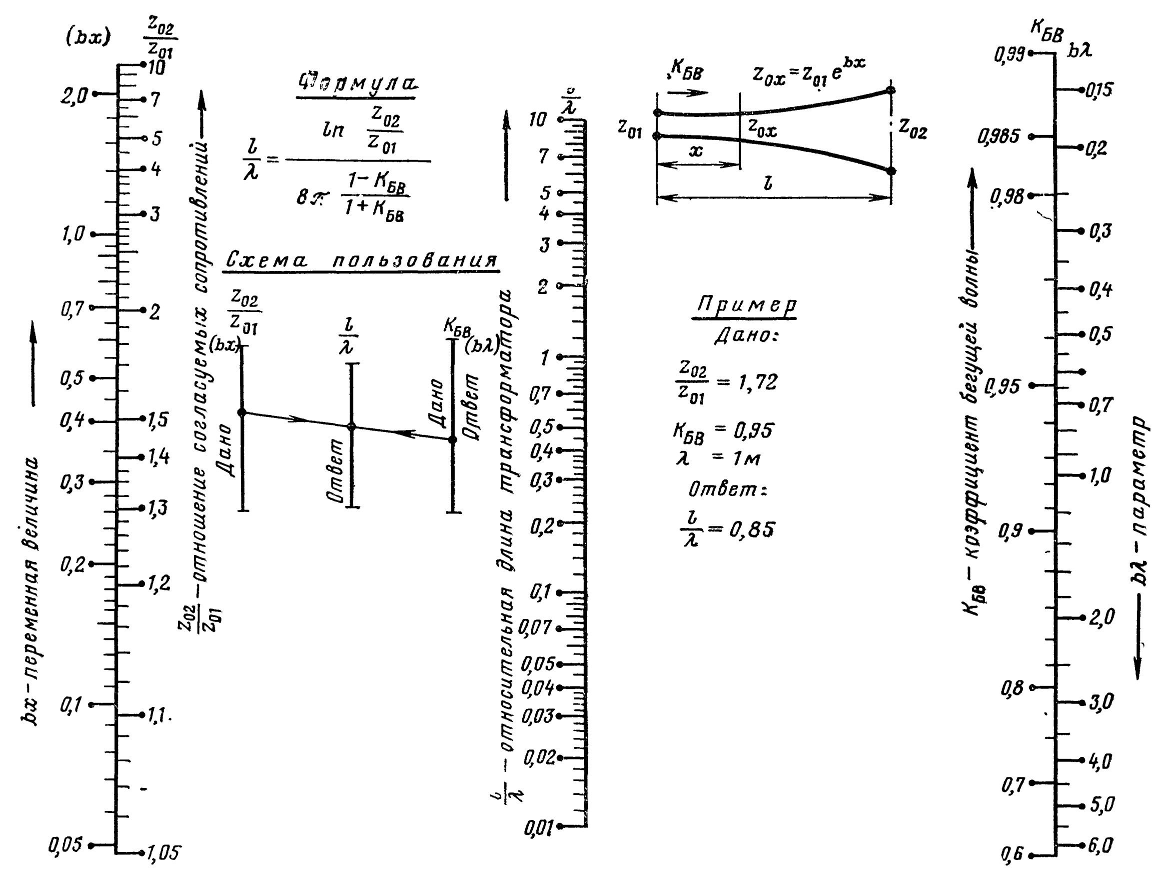
— параметр, входящий в формулу (46). Легко видеть, что для полученного по формуле (47) значения l/λ формула (46) принимает вид:

$$z_{02} = z_{01}\, e^{bl}. \tag{48}$$

Выбрав минимальную длину линии (47), можно найти ее волновое сопротивление в нескольких точках, т. е. для нескольких значений x. После этого можно определить геометрические размеры линии. Например, для двухпроводной линии, зная значения x_1, x_2, x_3 и т. д., можно рассчитать осевое расстояние для этих точек и построить фидер. Проследим, как это делается на конкретном примере.

Пример. С помощью экспоненциального трансформатора необходимо согласовать двухпроводную воздушную линию (волновое сопротивление $z_{01}=$ $=215$ Ом) с другой двухпроводной воздушной линией ($z_{02}=370$ Ом). Обе линии имеют одинаковый диаметр проводников $d=5$ мм. Для первой линии осевое расстояние $h_1=15$ мм, для второй — $h_2=55$ мм (эти значения можно проверить по номограмме № 11). Найти минимальную длину экспоненциальной линии, при которой $K_{б.в}$ не меньше 0,95. Рабочая длина волны $\lambda=1$ м (300 МГц).

Подсчитывают отношение $z_{02}/z_{01}=1,72$. Затем откладывают значения $z_{02}/z_{01}=1,72$ и $K_{б.в}=0,95$ на соответствующих шкалах номограммы № 21. Соединив точки прямой, отсчитывают в месте ее пересечения со средней шкалой значение $l/\lambda=0,85$. Таким образом, длина экспоненциального трансформатора $l=0,85\lambda=0,85$ м. Для того чтобы построить такой экспоненциальный согласующий трансформатор, рассчитывают его волновое сопротивление в не-



21. Экспоненциальные согласующие трансформаторы.

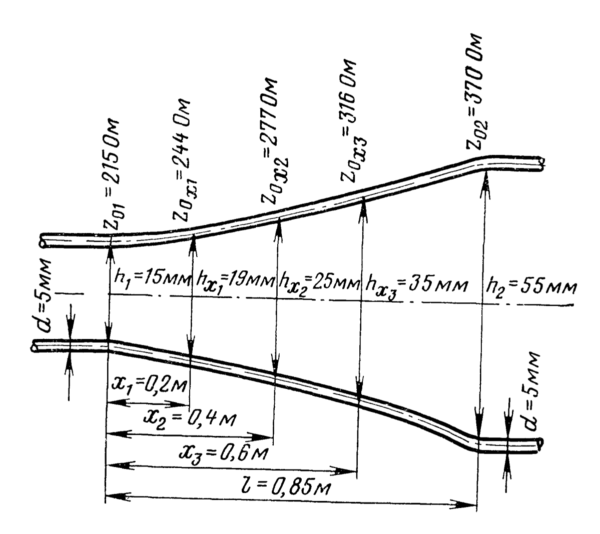


Рис. 8. К примеру расчета экспоненциального трансформатора.

скольких точках, расположенных приблизительно на одинаковом расстоянии друг от друга.

Для рассматриваемого случая ($x_1=0,2$ м; $x_2=0,4$ м и $x_3=0,6$ м) определяют значение b. Из номограммы № 21 на правой шкале для $K_{б.в}=0,95$ получают $b\lambda=0,64$. Затем вычисляют

$$b=\frac{b\lambda}{\lambda}=\frac{0,64}{1,0}=0,64,$$

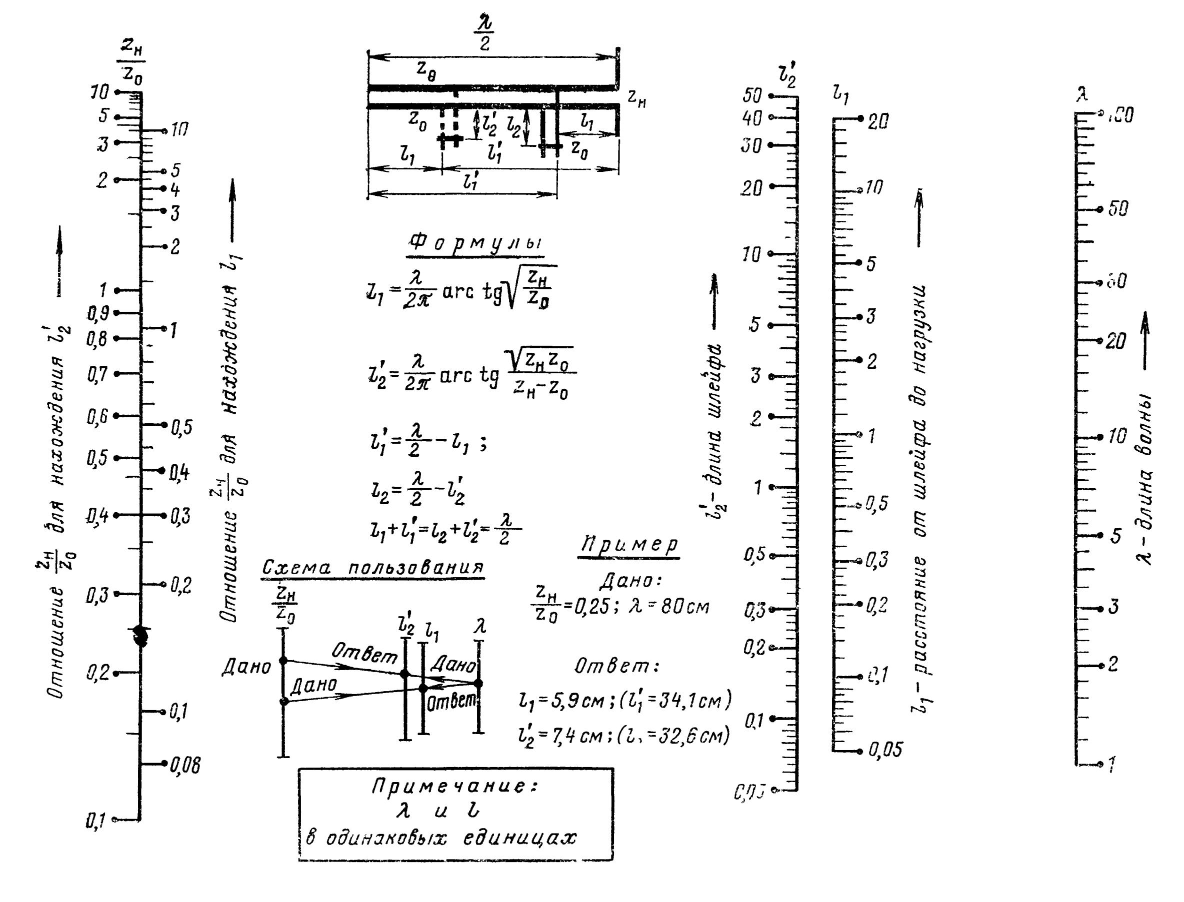
а также значения $bx_1=0,64\cdot0,2=0,128$; $bx_2=0,64\cdot0,4=0,256$; $bx_3=0,64\cdot0,6=$ $=0,384$. По этим значениям определяют соответствующие отношения z_{0x1}/z_{01}, z_{0x2}/z_{01} и z_{0x3}/z_{01}. Для этого можно воспользоваться левой шкалой номограммы № 21, где напротив значений bx отсчитывают искомые значения z_{02}/z_{01}. Они равны соответственно: $z_{0x1}/z_{01}=1,135$; $z_{0x2}/z_{01}=1,29$; $z_{0x3}/z_{01}=1,47$. Зная значение $z_{01}=215$ Ом, вычисляют $z_{0x1}=215\cdot1,135=244$ Ом; $z_{0x2}=215\cdot1,29=$ $=277$ Ом и $z_{0x3}=215\cdot1,47=316$ Ом. Чтобы построить экспоненциальный трансформатор с такими данными, по номограмме № 11 определяют осевые расстояния при постоянном $d=5$ мм в точках $x_1=0,2$ м; $x_2=0,4$ м; $x_3=0,6$ м. Эти расстояния равны $h_{x1}=19$ мм; $h_{x2}=25$ мм; $h_{x3}=35$ мм.

Рассчитанный экспоненциальный трансформатор изображен на рис. 8.

22. СОГЛАСУЮЩИЕ ШЛЕЙФЫ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Номограмма № 22

Включение в линию передачи параллельного короткозамкнутого шлейфа позволяет осуществить согласование линии с нагрузкой при неравенстве волнового сопротивления линии и сопротивления нагрузки. Номограмма № 22 соответствует случаю, когда короткозамкнутый шлейф имеет длину менее четверти волны и включен в линию вблизи нагрузки. Предполагается, что волновое сопротивление линии и волновое сопротивление шлейфа равны. Номограмма позволяет определять как длину короткозамкнутого шлейфа, так и место его включения. На номограмме показана схема включения шлейфа в



22 Согласующие шлейфы в линии.

линию, нагруженную на сопротивление $z_н$. Теория линий передачи дает формулы для расчета, по которым построена номограмма·

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{z_н}{z_0}}; \quad l_2' = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{z_н z_0}}{z_н - z_0}; \qquad (49); (50)$$

$$l_1' = \frac{\lambda}{2} - l_1; \quad l_2 = \frac{\lambda}{2} - l_2'; \quad l_1 + l_1' = l_2 + l_2' = \frac{\lambda}{2}, \qquad (51); (52); (53)$$

где l_1, l_2, l_1', l_2' — расстояния, указанные на номограмме; z_0 — волновое сопротивление линии, равное волновому сопротивлению шлейфа; $z_н$ — сопротивление нагрузки; λ — длина волны.

Для определения размеров шлейфа и места его включения на правой шкале номограммы следует отложить значение длины волны λ, на левой шкале — отношение сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии $z_н/z_0$. Точки соединяют прямой и на одной из средних шкал считывают ответ. Следует заметить, что для отыскания l_2' необходимо пользоваться левой частью левой шкалы номограммы, а для отыскания l_1 — правой частью левой шкалы. При этом λ и l_1, l_2, l_1', l_2' следует брать в одинаковых единицах.

Пример. Линия с волновым сопротивлением $z_0=280$ Ом нагружена на сопротивление $z_н=70$ Ом ($z_н/z_0=0{,}25$). Длина волны $\lambda=80$ см. Размеры короткозамкнутого шлейфа и место его включения в линию (согласно рисунку на номограмме) равны: $l_1=5{,}9$ см, $l_2'=7{,}4$ см ($l_1'=34{,}1$ см и $l_2=32{,}6$ см). Как видно, возможны два варианта включения короткозамкнутого шлейфа): 1) шлейф длиной $l_2=32{,}6$ см на расстоянии $l_1=5{,}9$ см от нагрузки; 2) шлейф длиной $l_2'=7{,}4$ см на расстоянии $l_1'=34{,}1$ см от нагрузки.

23. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР ИЗ ОТРЕЗКА ЛИНИИ И ЕМКОСТИ

Номограмма № 23

На УКВ часто используют колебательные контуры, составленные из короткозамкнутого отрезка линии длиной менее четверти длины волны и емкости, включенной на входе линии. Так как короткозамкнутая линия длиной менее четверти волны обладает индуктивным сопротивлением, то в указанном сочетании с емкостью она образует колебательный контур. При резонансе имеет место равенство емкостного сопротивления конденсатора и индуктивного сопротивления отрезка линии. Это условие выражается формулой

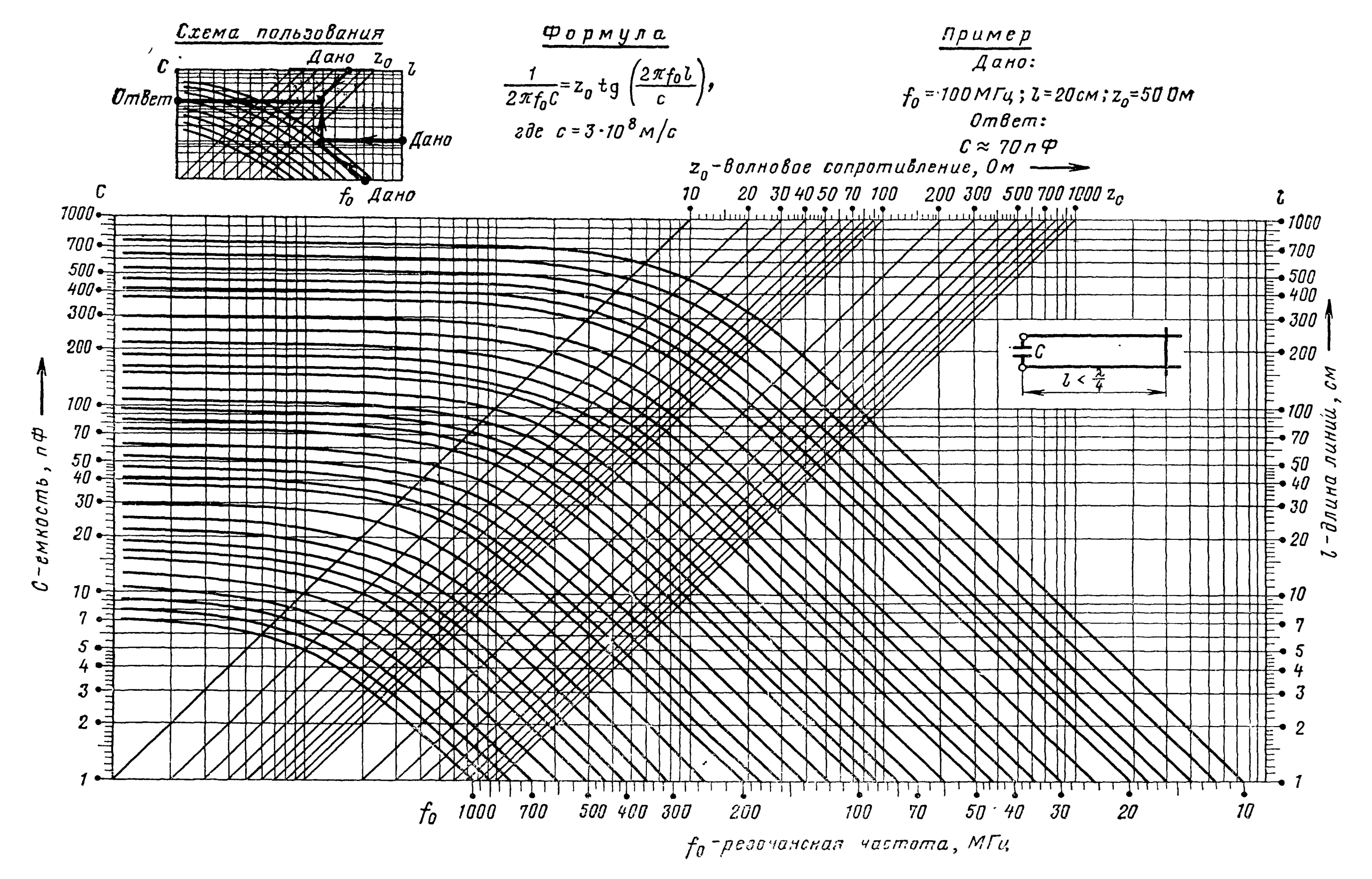
$$\frac{1}{2\pi f_0 C} = z_0 \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi f_0 l}{c}\right), \qquad (54)$$

где f_0 — резонансная частота контура, Гц; C — емкость конденсатора, Ф; l — длина отрезка длины, м ($l<\lambda/4$); $c=3\cdot10^8$ — скорость света, м/с; z_0 — волновое сопротивление линии, Ом.

По формуле (54) построена номограмма № 23. Она представляет собой совмещенные на одном графике два семейства линий

$$F_1 = \frac{1}{2\pi f_0 \operatorname{tg} \dfrac{2\pi f_0 l}{c}} \text{ и } F_2 = z_0 C.$$

Для нахождения любого из значений C, z_0, l, f_0 три из них нужно отложить по соответствующим сторонам графика, а четвертое отсчитать на оставшейся стороне. При этом z_0 откладывают на наклонных линиях (шкала



23. Колебательный контур из отрезка линии и емкости.

выведена горизонтально вверху номограммы), f_0 — на семействе гипербол (шкала выведена горизонтально внизу номограммы), а C и l — на горизонталях (шкала l выведена справа вертикально и C — слева вертикально).

Номограмма № 23 позволяет решать разнообразные задачи, связанные с выбором параметров контура из короткозамкнутой линии с емкостью на конце.

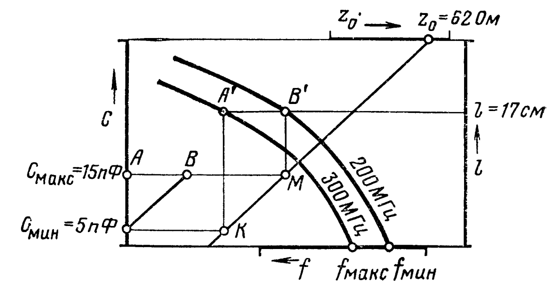


Рис. 9. К примеру расчетов колебательного контура из линии и емкости.

Пример 1. Короткозамкнутая линия с волновым сопротивлением $z_0 = 50$ Ом и длиной $l = 20$ см использована в качестве колебательного контура на частоте $f_0 = 100$ МГц. Номограмма дает для этого случая значение емкости $C = 70$ пФ (решение проводят по схеме, показанной на номограмме).

Пример 2. Перестраиваемый контур должен работать на частотах от $f_{мин} = 200$ МГц до $f_{макс} = 300$ МГц. Для перестройки выбран переменный конденсатор с изменением емкости в пределах от $C_{мин} = 5$ пФ до $C_{макс} = 15$ пФ. Определить волновое сопротивление линии и ее длину для этого случая.

Задачу решают по схеме рис. 9. На шкале C через точку $C_{мин} = 5$ пФ проводят прямую линию, параллельную семейству прямых z_0. Циркулем измеряют отрезок AB на горизонтали $C_{макс}$. Этот отрезок перемещают так, чтобы, оставаясь горизонтальным, он уложился между кривыми $f_{мин} = 200$ МГц и $f_{макс} = 300$ МГц (отрезок $A'B'$). Продолжение отрезка $A'B'$ горизонтально вправо до пересечения со шкалой l даст значение, равное 17 см. Вертикали, проведенные через точки A' и B', пересекутся с горизонталями, проведенными соответственно через точки $C_{мин}$ и $C_{макс}$, в точках K и M. Через эти точки пройдет прямая, соответствующая искомому значению $z_0 = 62$ Ом.

Пример 3. Перестраиваемый контур из отрезка длиной $l = 30$ см коаксиальной линии с волновым сопротивлением $z_0 = 70$ Ом работает в диапазоне частот от $f_{мин} = 100$ МГц до $f_{макс} = 200$ МГц. Определить пределы изменения емкости переменного конденсатора $C_{мин}$ и $C_{макс}$.

Задачу решают по схеме, показанной на номограмме для двух случаев $f_{макс} = 200$ МГц и $f_{мин} = 100$ МГц. Для первого случая получают: $C_{мин} = 4$ пФ, для второго — $C_{макс} = 31{,}5$ пФ.

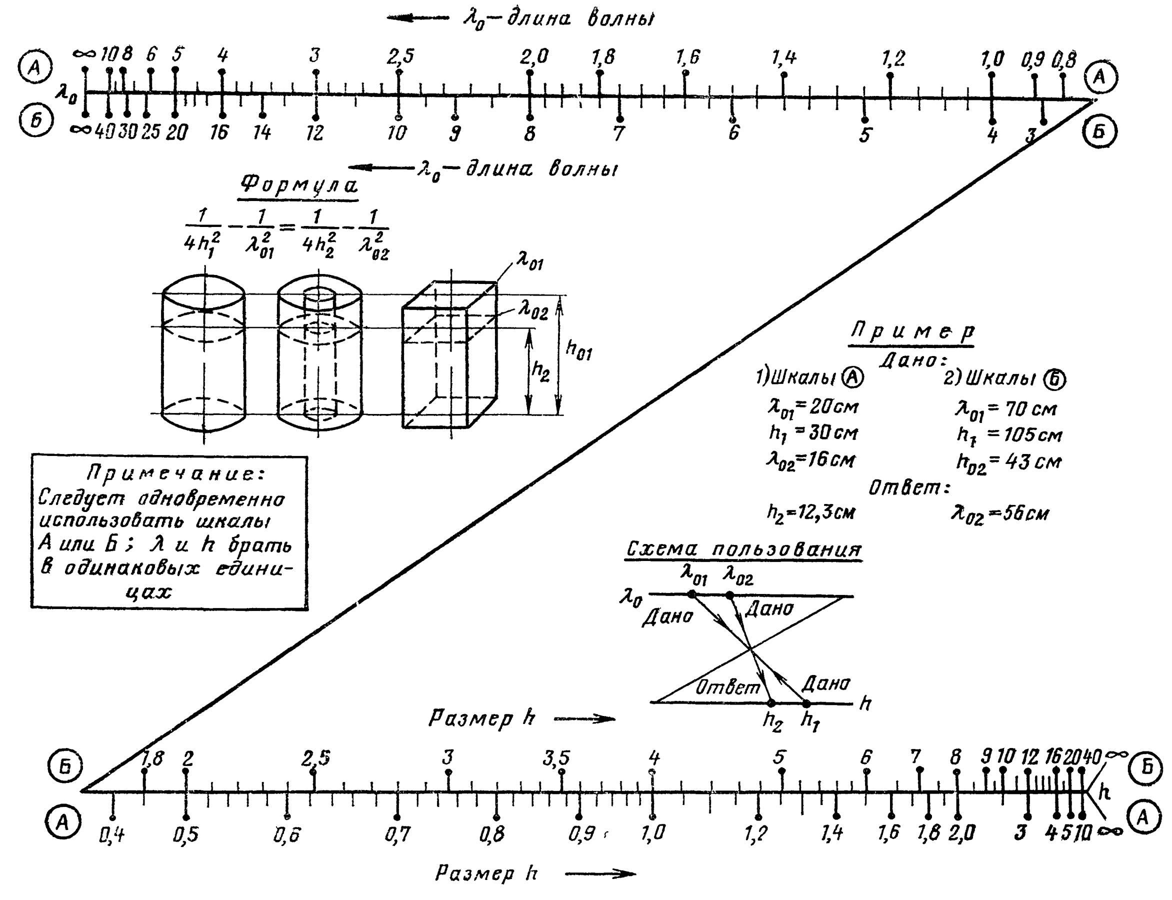
24. НАСТРОЙКА РЕЗОНАТОРОВ

Номограмма № 24

В тех случаях, когда изменение частоты любого объемного резонатора (и главным образом коаксиального контура) осуществляется изменением его длины, справедливо соотношение, связывающее длину волны и геометрическую длину резонатора:

$$\frac{1}{4h_1^2} - \frac{1}{\lambda_{01}^2} = \frac{1}{4h_2^2} - \frac{1}{\lambda_{02}^2}. \quad (55)$$

Номограмма № 24 построена по этому соотношению и позволяет связать изменение размеров контура с изменением длины волны (см. рисунок на номограмме). Известные значения h_1 и λ_{01}, соответствующие одной из рабочих точек, откладывают на одноименных шкалах номограммы и соединяют пря-



24 Настройка резонаторов.

мой, отмечая ее пересечение с наклонной осью. Если нужно знать, как изменится длина резонатора при изменении длины волны до значения λ_{02}, то проводят вторую прямую через точку с этим значением на шкале λ и точку на наклонной оси. Вторая прямая пересечет шкалу h в точке с искомым значением h_2.

При расчетах по номограмме следует одновременно использовать шкалы *А* либо *Б* и величины λ и h брать в одинаковых единицах.

Пример 1. Коаксиальный контур при положении короткозамыкающего поршня от начала контура $h_1=30$ см имеет рабочую длину волны $\lambda_{01}=20$ см. Как изменится длина контура h_2, если длина волны должна быть изменена до значения $\lambda_{02}=16$ см.

По номограмме при использовании на ней шкал *А* определяют $h_2=12{,}3$ см.

Пример 2. Коаксиальный контур при $\lambda_{01}=70$ см имеет $h_1=105$ см. Определить изменение длины волны при перемещении поршня в положение $h_2=43$ см.

По номограмме, используя шкалы *Б*, определяют $\lambda_{02}=56$ см.

25. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ С ИЗОЛИРУЮЩИМИ ШАЙБАМИ

Номограмма № 25

Если диэлектрик в линии выполнен в форме шайб, расчет волнового сопротивления производят, как указано в § 10, но вместо значения относительной диэлектрической проницаемости ε используют параметр ε_1 — эквивалентную относительную диэлектрическую проницаемость:

$$\varepsilon_1 = \frac{\varepsilon + k}{1 + k}, \qquad (56)$$

где $k=t/\Delta$; ε — относительная диэлектрическая проницаемость материала шайб; Δ — толщина шайбы; t — расстояние между соседними шайбами. Величины Δ и t берут в одинаковых единицах. Следует отметить, что в ряде справочников приводится несколько отличная по виду формула, в которой учитывается не расстояние между шайбами как в (56), а расстояние между центрами шайб. Результат, разумеется, получается одинаковый.

По формуле (56) построена номограмма № 25. Для нахождения эквивалентной относительной диэлектрической проницаемости ε_1 линии с шайбами толщиной Δ и расстоянием между ними t на шкале ε следует отметить значение относительной диэлектрической проницаемости материала шайб, а на шкале k — заданное отношение $k=t/\Delta$. Прямая линия, соединяющая эти точки, пересечет шкалу ε_1 в точке с искомым значением ε_1 — эквивалентной относительной диэлектрической проницаемостью линии с шайбами.

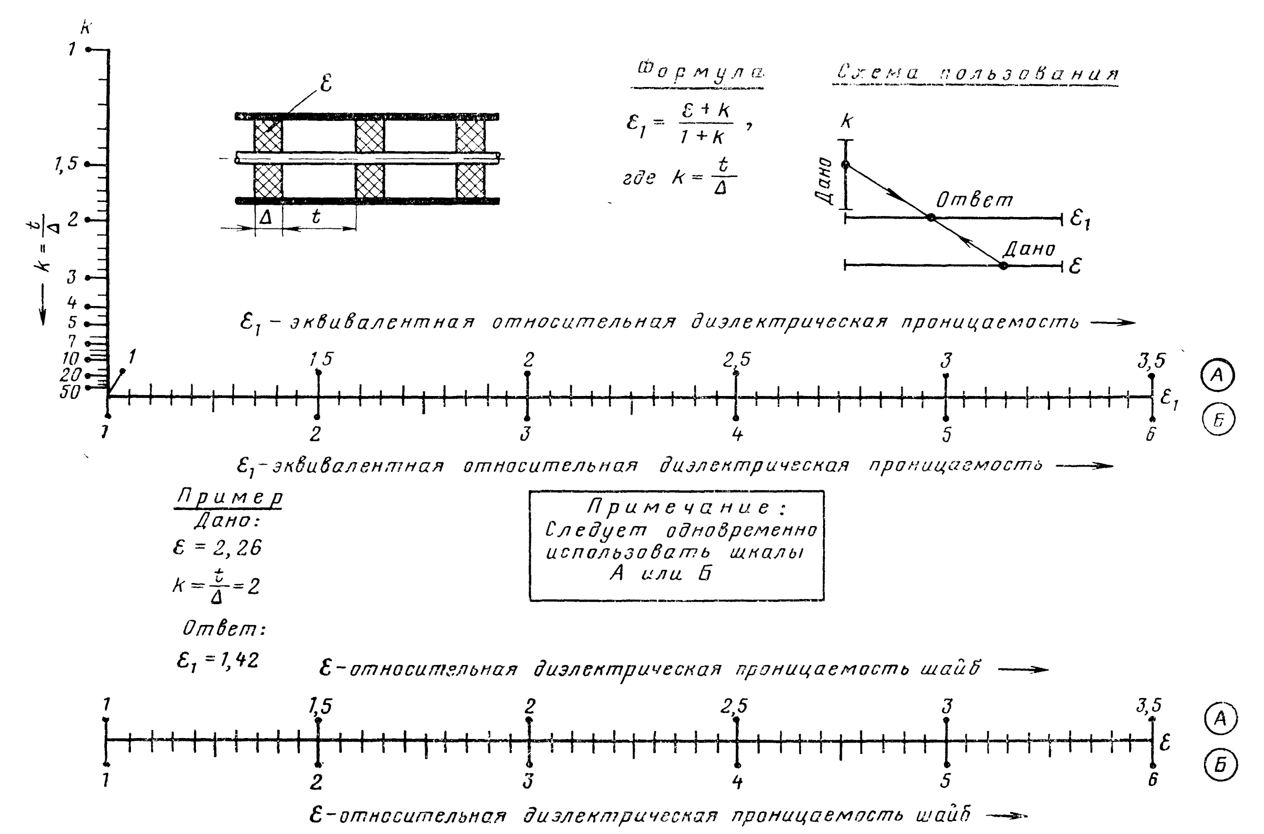
Пример. Для коаксиального кабеля, в котором использованы шайбы из полистирола ($\varepsilon=2{,}26$), $k=2$. Согласно номограмме эквивалентный параметр линии с шайбами $\varepsilon_1=1{,}42$. Это значение следует использовать при расчете волнового сопротивления кабеля.

26. ЗАТУХАНИЕ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

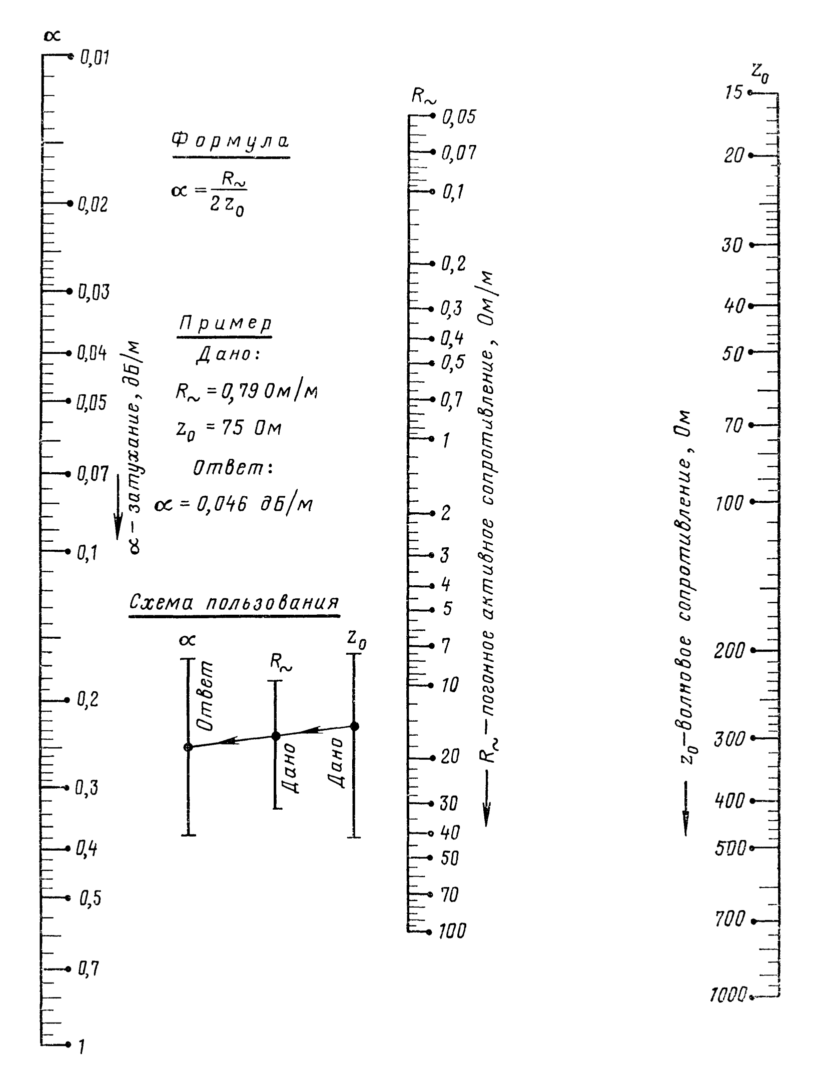
Номограмма № 26

Для линии с волновым сопротивлением z_0, имеющей погонное активное сопротивление металла проводников $R_{\sim}$, затухание на единицу длины

$$\alpha \approx \frac{R_{\sim}}{2z_0}, \text{ неп/ед. длины.} \qquad (57)$$



25. Эквивалентная относительная диэлектрическая проницаемость коаксиальной линии с изолирующими шайбами.



26. Затухание в линии передачи.

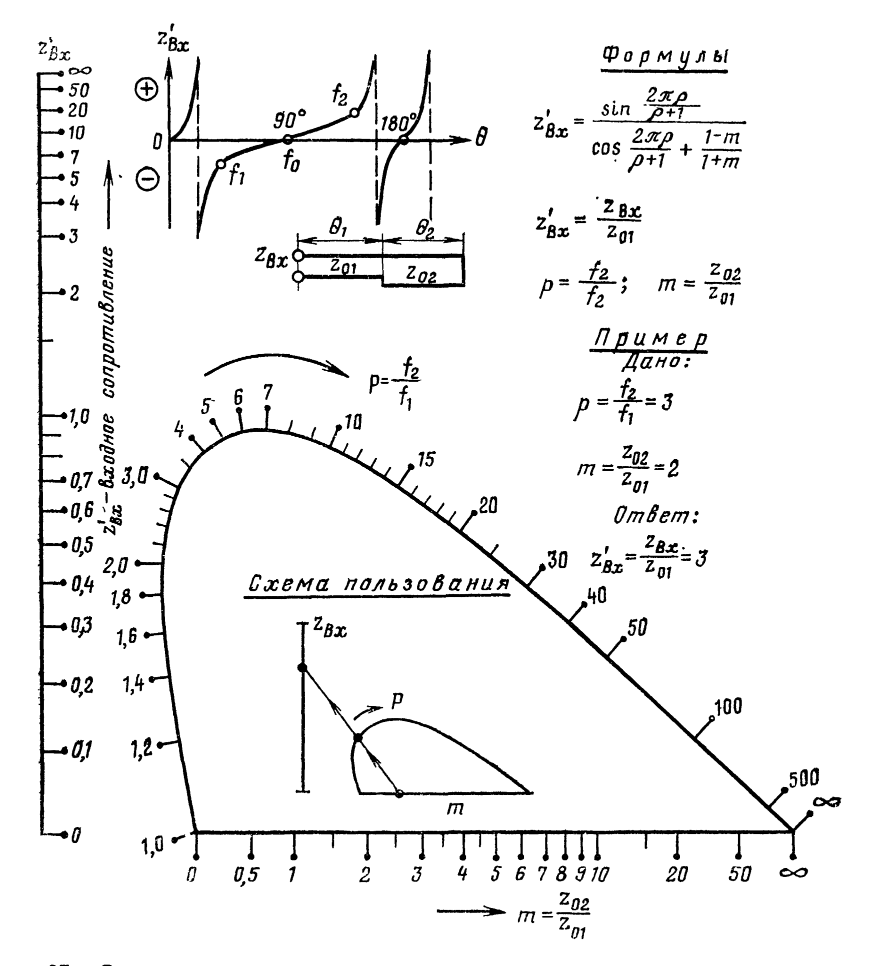
По этой формуле построена номограмма № 26

Пример. Кабель с волновым сопротивлением $z_0=75$ Ом и погонным сопротивлением $R_{\sim}=0{,}79$ Ом/м имеет затухание $\alpha=0{,}046$ дБ/м.

27. СОСТАВНАЯ ЛИНИЯ

Номограмма № 27

Линия, составленная из двух отрезков с волновыми сопротивлениями z_{01} и z_{02}, длиной l_1 и l_2 (и соответственно с электрическими длинами $\theta_1=2\pi l_1/\lambda$ и $\theta_2=2\pi l_2/\lambda$), причем вторая линия короткозамкнутая, называется состав



27. Составная линия.

ной. Составная линия используется для получения широкополосного короткого замыкания в бесконтактных поршнях, согласующих устройствах и т. п.

Номограмма № 27 построена по формуле, связывающей входное реактивное сопротивление составной линии $z'_{вх}$ с отношением волновых сопротивлений линий $m=z_{02}/z_{01}$ и коэффициентом перекрытия $p=f_2/f_1$:

$$z'_{вх}=\frac{(1+m)\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi p}{1+p}}{m\,\mathrm{tg}^2\,\frac{\pi p}{1+p}-1}=\frac{\sin\frac{2\pi p}{1+p}}{\cos\frac{2\pi p}{1+p}+\frac{1-m}{1+m}}; \tag{58}$$

здесь входное сопротивление $z'_{вх}$ нормализовано относительно волнового сопротивления первой линии, т. е.

$$z'_{вх}=\frac{z_{вх}}{z_{01}}.$$

При очень больших значениях $m=z_{02}/z_{01}$ составная линия имеет такой же характер, как и разомкнутая линия с электрической длиной θ_1 и волновым сопротивлением z_{01}. Однако преимущество составной линии перед простой разомкнутой линией заключается в том, что первая полностью закрыта (короткое замыкание на конце второй линии) и потери в ней малы. В то же время простая открытая линия нагружена на неоднородное полное сопротивление, которое может иметь большую активную составляющую, например, вследствие излучения на конце.

Составная линия — удобное устройство для получения короткого замыкания в широком диапазоне частот. Это видно из графика номограммы № 27. В полосе между частотами f_1 и f_2 входное сопротивление $z'_{вх}$ изменяется не значительно.

Необходимо отметить, что коэффициент перекрытия $p=f_2/f_1$ имеет максимальное значение при $\theta_1=\theta_2$, что важно при выборе размеров линии. Номограмма № 27 дает возможность определить входное сопротивление $z'_{вх}$, нормализованного относительно z_{01} при известных значениях $m=z_{02}/z_{01}$ и $p=f_2/f_1$. Эта же номограмма позволяет определить отношение частот $p=f_2/f_1$, при резонансе токов ($z'_{вх}=\infty$) для заданного значения $m=z_{02}/z_{01}$.

Пример. Для составной линии, имеющей $\theta_1=\theta_2$ и $m=z_{02}/z_{01}=2$, в случае перекрытия $p=f_2/f_1=3$ входное сопротивление $z'_{вх}=3$ (нормализованное относительно z_{01}). При резонансе токов ($z'_{вх}=\infty$) для отношения $m=2$ перекрытие составляет $p=f_2/f_1=4$.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ
АНТЕННЫ УКВ

28. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Антенна представляет собой радиотехническое устройство, предназначенное для излучения и приема электромагнитной энергии. Без этого важнейшего элемента невозможно функционирование ни линий связи, ни радиовещательных станций, ни телевизионных аппаратов. Существуют разнообразные типы антенн, отличающиеся рабочими частотами (антенны длинных, коротких волн, УКВ, СВЧ и др.), областью применений (телевизионные радиовещательные, радиолокационные и др.), способом возбуждения радиоволн (вибраторные, рупорные, диэлектрические, диско-конусные и др.), а также конструктивным выполнением (подземные, наземные, переносные, самолетные и др.).

В данной главе не ставится задача дать методы расчета всех существующих типов антенн диапазона УКВ. Рассматриваются лишь антенны, получившие наиболее широкое применение в радиолюбительской практике.

Антенна работает в тесном взаимодействии и электрическом согласовании с линией (фидером), по которой к ней подводится (или от нее отводится) электромагнитная энергия. Как было указано, выше, задачей фидера является передача электромагнитной энергии без потерь, поэтому принимают все меры для устранения излучения проводов фидера. Для этого их располагают близко друг к другу и экранируют. В антенне, как и фидере, протекают высокочастотные токи. Но распределение их в антенне делается таким, чтобы излучение в нужном направлении было максимальным. Для этого создают синфазные токи в близко расположенных элементах антенны и увеличивают расстояние между ними до значения, соизмеримого с длиной волны. Путем соответствующего фазирования токов в элементах антенны и изменения пространственного расположения этих элементов можно добиться увеличения излучения в одном и уменьшения излучения в другом направлении.

Антенны УКВ имеют важную особенность, заключающуюся в том, что благодаря малому значению длины волны их геометрические размеры невели

ки, и поэтому тех же результатов удается добиться более простыми конструктивными приемами, чем в антеннах длинных волн. Кроме того, ультракороткие волны распространяются прямолинейно, в пределах прямой видимости и претерпевают в атмосфере небольшое ослабление и преломление. В их распространении гораздо большую роль играет отражение.

Как и антенны других диапазонов, антенны УКВ характеризуются рядом параметров, таких, как излучаемая мощность, сопротивление, полоса рабочих частот, коэффициент направленного действия (к. н. д.), усиление, коэффициент полезного действия (к. п. д.) и др. Характер излучения антенны в пространстве описывается ее диаграммой направленности (ДН), представляющей зависимость излучаемой (или принимаемой) мощности от направления (угла). Обычно принимают мощность, излучаемую в главном направлении ДН, равную единице, а в других направлениях она составляет долю этой мощности. Такая ДН называется **нормированной**.

Мы будем пользоваться понятием нормированной ДН. **Шириной диаграммы направленности** называется угол (в горизонтальной плоскости) между точками ДН с равными уровнями мощности (в децибелах). Например, говорят, что ДН имеет ширину $\Delta\theta_{0,5}=36°$ на уровне 0,5 по мощности (или 3 дБ).

Кроме излучения в главном направлении, различают также и побочные излучения антенн — задние и боковые лепестки ДН. В соответствии с шириной ДН различают всенаправленные (ненаправленные), малонаправленные и остронаправленные антенны.

Основным элементом большинства антенн УКВ является симметричный вибратор (диполь). Это прямолинейный проводник, к которому в его средней части посредством фидера подводится энергия. Чтобы пояснить принцип действия симметричного вибратора, его обычно представляют в виде симметричной двухпроводной линии, провода которой развернуты на 180° относительно точки питания. При этом условии направление токов в обеих половинках вибратора станет одинаковым.

Как и в колебательном контуре, в линии передачи и в симметричном вибраторе максимальная амплитуда колебаний наблюдается при резонансе. Выше было показано, что условия резонанса для линии имеют место при равенстве частоты сигнала и собственной частоты отрезка линии. Это в свою очередь имеет место, если на отрезке линии укладывается полволны напряжения или тока. Поэтому вибратор имеет наибольшую отдачу, когда его длина равна полволне. Это — полуволновой вибратор. Длина вибратора может быть иной, кратной $\lambda/2$ или λ.

Часть подводимой к антенне мощности $P_{вх}$ излучается в пространство ($P_{изл}$), а другая часть в проводниках антенны превращается в тепло ($P_{потерь}$). Поэтому антенну можно представить как эквивалентное нагрузочное сопротивление $R_{вх}$, состоящее из двух составляющих: сопротивления потерь $R_{потерь}$ и сопротивления излучения $R_{изл}$. Коэффициент полезного действия антенны есть отношение полезной (излучаемой) мощности к суммарной мощности, подводимой к антенне:

$$\eta=\frac{P_{изл}}{P_{изл}+P_{потерь}}, \tag{59}$$

или если выразить P через сопротивления, то

$$\eta=\frac{R_{изл}}{R_{изл}+R_{потерь}}. \tag{59а}$$

Чем больше сопротивление излучения по отношению к сопротивлению потерь, тем больше к. п. д. антенны. В то же время чем больше сопротивление излучения, тем шире рабочая полоса частот антенны, тем легче ее согласовать с фидером и тем шире диапазон волн антенны. Различают резонансные (узкополосные) и диапазонные (широкополосные) антенны.

Направленные свойства антенны, кроме диаграммы направленности, выражаются также количественной мерой — коэффициентом направленного действия (к. н. д.) G. Этот важный параметр показывает, во сколько раз должна быть увеличена мощность, излучаемая антенной в главном направлении, если ее заменить ненаправленной (идеальной) антенной, излучающей одинаково во всех направлениях. При этом напряженность поля в месте приема предполагается неизменной.

В зависимости от типа антенны к. н. д. может иметь значение от единицы до нескольких тысяч. Обычно к. н. д. выражают в децибелах. Так, например, полуволновой вибратор имеет к. н. д. по мощности $G=1{,}64$ (что составляет 2,15 дБ). На практике чаще пользуются к. н. д., отнесенным к полуволновому вибратору. Легко видеть, что разница составляет 2,15 дБ. Так, например, если к. н. д. антенны, отнесенной к идеальному излучателю, равен 10 дБ, то к. н. д., отнесенный к полуволновому вибратору, составит 10—2,15=7,85 дБ. В примерах расчетов мы указываем значения к. н. д., отнесенные к полуволновому вибратору.

Иногда используют другой параметр, подобный к. н. д. Его называют «усилением» или «выигрышем» антенны. Он равен произведению к. н. д. на к. п. д. антенны $D=G\eta$, учитывает все потери в антенне и показывает, во сколько раз нужно увеличить мощность, подводимую к ненаправленной антенне (или к полуволновому вибратору), по сравнению с мощностью, подводимой к направленной антенне, чтобы в месте приема напряженность поля была неизменной. Так как к. п. д. антенн УКВ обычно близок к единице, то без большой ошибки можно считать, что усиление D и к. н. д. G равны между собой.

Для антенн с большой поверхностью раскрыва, например зеркальных (по которой текут высокочастотные токи, вызывающие излучение энергии), иногда вводят понятие эффективной площади антенны A. Это отношение максимальной мощности, которая может быть (без потерь) отдана приемной антенной в согласованную нагрузку, к мощности, приходящейся на единицу площади в падающей плоской волне.

Эффективная площадь антенны A, длина волны λ и к. н. д. G связаны следующим соотношением:

$$A=\frac{G\lambda^2}{4\pi}. \qquad (60)$$

Все сказанное выше применимо как к приемным, так и к передающим антеннам.

Перейдем к конкретным типам радиолюбительских УКВ антенн и выбору их параметров.

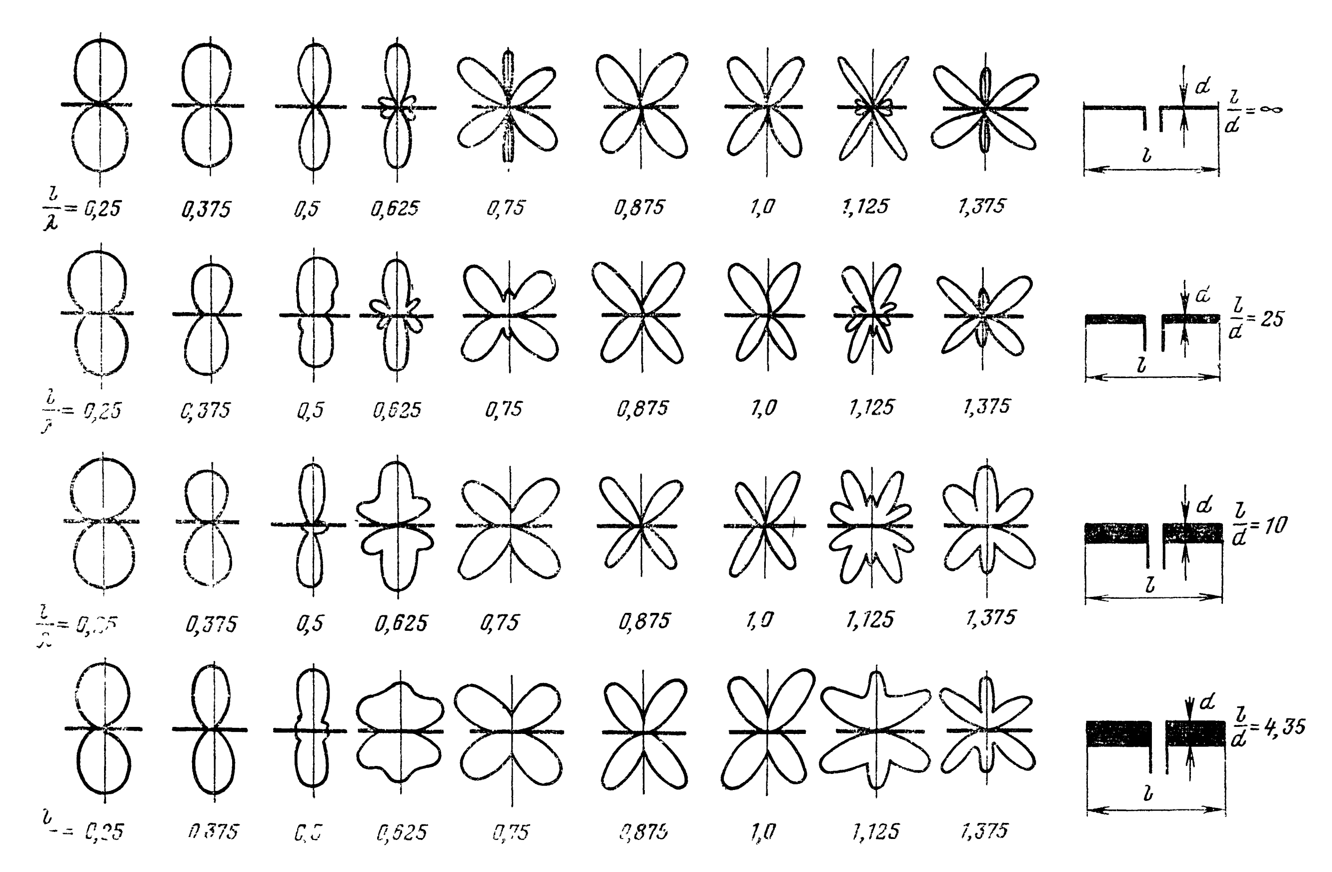
29. СИММЕТРИЧНЫЙ ВИБРАТОР

Номограмма № 28

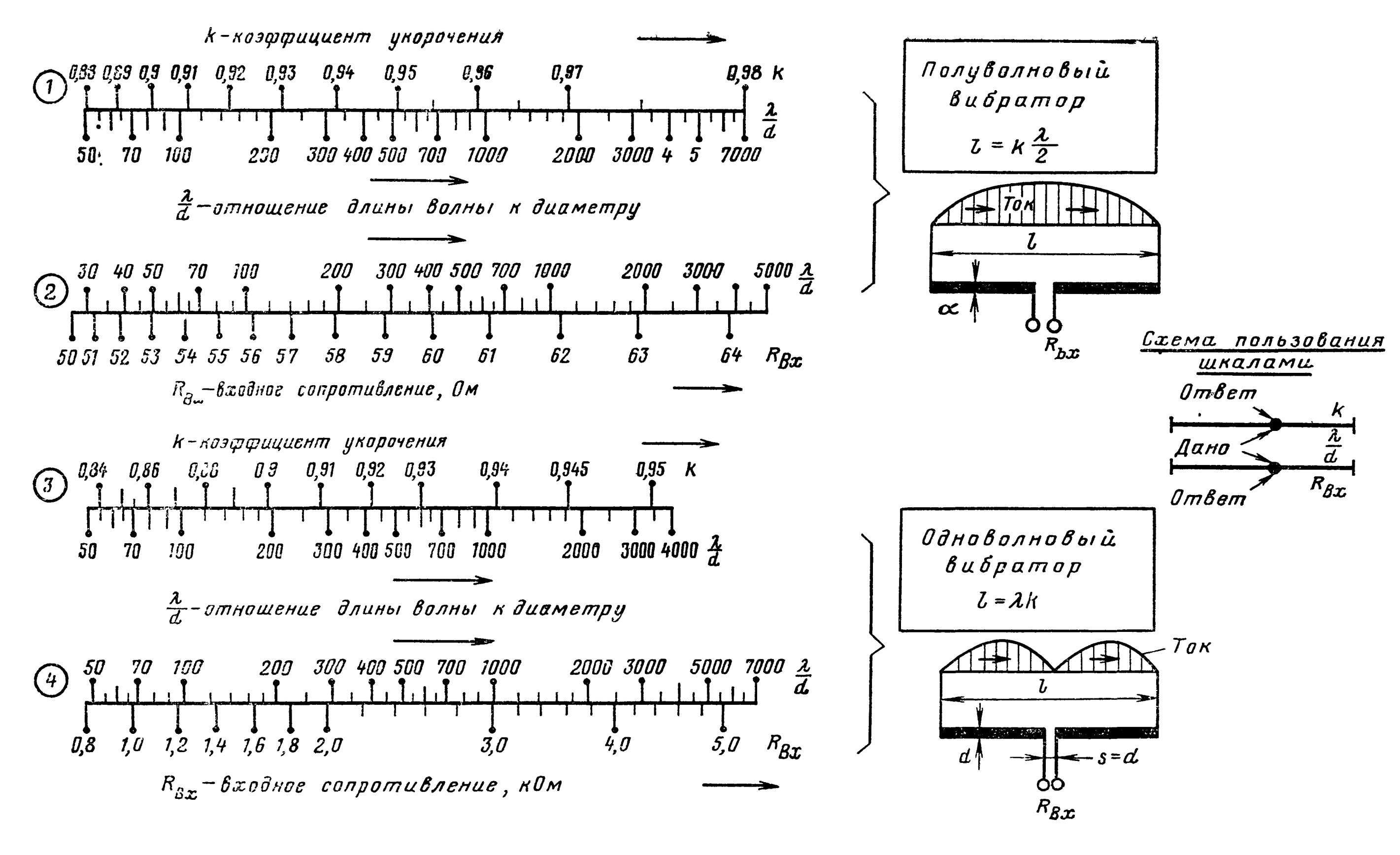
Для симметричного вибратора полоса частот на УКВ зависит от длины провода. При изменении длины вибратора от 0 до λ его сопротивление излучения возрастает. Это объясняется тем, что при увеличении длины вибратора на нем укладываются доли волн напряжения одинакового знака и лишь при $l=\lambda$ на длине вибратора укладывается целая волна (на каждой половине вибратора ровно полволны).

Как уже было замечено, в антеннах УКВ сопротивление потерь невелико по сравнению с сопротивлением излучения, а к. п. д. высок. Поэтому можно считать входное сопротивление вибратора и его сопротивление излучения равным. Сопротивление вибратора зависит также от отношения длины волны λ к диаметру d проводников вибратора. Чем больше диаметр относительно длины волны, тем ниже входное сопротивление.

Ранее было введено понятие электрической длины проводника. Для вибратора она не отличается от геометрической длины только при бесконечно тон-



28а. Диаграммы направленности симметричного вибратора.



28б. Симметричный вибратор. Коэффициент укорочения и входное сопротивление.

ком проводнике. Если проводник достаточно толстый, его электрическая длина больше его геометрической длины. Причина этого кроется в том, что скорость распространения радиоволны вблизи поверхности проводника вибратора конечной толщины имеет значение несколько меньше скорости света, вследствие чего на концах антенны возникает емкостный ток, а это эквивалентно увеличению геометрической длины проводника вибратора. Чтобы учитывать это различие при расчете геометрической длины вибратора, вводят понятие коэффициента укорочения. Коэффициент укорочения k зависит от отношения длины волны к диаметру вибратора. Таким образом, если требуется найти геометрическую длину вибратора при заданной его электрической длине, следует определить коэффициент укорочения k, соответствующий данному отношению λ/d. После этого надо умножить электрическую длину вибратора на коэффициент укорочения, чтобы получить его геометрическую длину.

Размеры симметричного вибратора определяют его диаграмму направленности. На номограмме № 28а показаны диаграммы направленности в горизонтальной плоскости симметричных вибраторов в зависимости от их электрической длины l/λ и отношения длины к диаметру l/d. Как видно, симметричный вибратор длиной до полуволны имеет диаграмму направленности (ДН) в форме восьмерки. Ее максимум для l/λ от 0,25 до 0,625 лежит на линии, перпендикулярной вибратору, нуль совпадает с направлением его длины. Из рисунка легко видеть, что форма ДН вибратора в сильной степени зависит от его длины (l/λ) и несколько в меньшей степени от толщины (l/d).

Наибольшее распространение нашли вибраторы длиной $l=0{,}25\,\lambda$, $l=0{,}5\,\lambda$ и $l=1{,}0\,\lambda$. Первые два имеют ДН в форме восьмерки, в то время как вибратор $1{,}0\,\lambda$ имеет ДН, состоящую из четырех лепестков, причем ее нули совпадают с направлением его длины, а также с направлением, перпендикулярным вибратору.

На номограмме № 28б помещены шкалы *1—4*, позволяющие по заданному значению λ/d определять коэффициент укорочения вибратора k и его входное сопротивление $R_{вх}$. Шкалы *1* и *2* относятся к вибратору длиной в полволны ($l\approx\lambda/2$); шкалы *3* и *4* соответствуют вибратору длиной в одну волну ($l\approx\lambda$). Номограмма № 28б выполнена по материалам [9, 12].

Пример 1. Полуволновой вибратор для диапазона ЧМ (средняя длина волны $\lambda=4{,}35$ м), выполненный из медной трубы диаметром $d=20$ мм, имеет $\frac{\lambda}{d}=\frac{4{,}35}{20\cdot10^{-3}}=217$. По шкале *1* номограммы № 28б находят $k=0{,}93$. Таким образом, геометрическая длина вибратора $l=k\frac{\lambda}{2}=0{,}93\cdot\frac{4{,}35}{2}=2{,}02$ м.

Полуволновой вибратор с такими размерами будет обладать входным сопротивлением $R_{вх}\approx58{,}3$ Ом (шкала *2* номограммы № 28б).

Заметим, что коэффициент направленного действия полуволнового вибратора $G=1{,}64$, что составляет 2,15 дБ.

Пример 2. Вибратор длиной в одну волну для условий примера 1 (при $\lambda/d=217$) имеет коэффициент укорочения $k\approx0{,}9$ (находится по шкале *3* номограммы № 28б). Его геометрическая длина равна соответственно $l=4{,}35\times0{,}9=3{,}9$ м.

Следует заметить, что вибратор длиной λ имеет к. н. д., несколько больший, чем у полуволнового вибратора. Он равен $G=2{,}4$ (т. е. 3,8 дБ). Входное сопротивление этого вибратора $R_{вх}\approx1800$ Ом (шкала *4*).

30. ПЕТЛЕВОЙ ВИБРАТОР

Номограмма № 29

Широкое применение в практике радиолюбительства находит петлевой вибратор, предложенный в 1936 г. А. А. Пистолькорсом. Петлевой вибратор схематически можно представить в виде двух простых полуволновых вибраторов, соединенных на концах друг с другом Диаграмма направленности пет

левого вибратора не отличается от диаграммы направленности простого полуволнового вибратора и напоминает по форме восьмерку. Для петлевого вибратора к. н. д., отнесенный к идеальному излучателю, $G=2{,}15$ дБ. В то же время входное сопротивление петлевого вибратора вчетверо больше, чем входное сопротивление простого полуволнового вибратора. Это нетрудно понять, если принять во внимание, что при параллельном соединении общая индуктивность проводов уменьшается вдвое, а емкость вдвое возрастает. Сопротивление будет в 4 раза больше, если оба провода петлевого вибратора одинаковы. Если же диаметры проводников неодинаковы, входное сопротивление петлевого вибратора может быть иным.

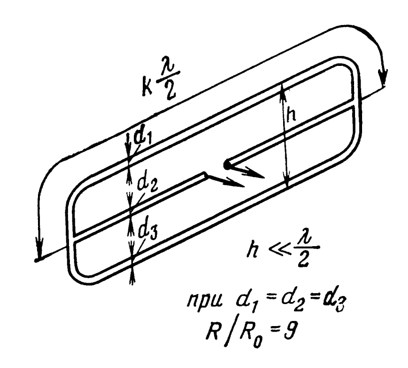


Рис. 10. Двойной петлевой вибратор.

Так, например, если диаметр питающего стержня меньше диаметра пассивного стержня, то входное сопротивление будет отличаться более чем в 4 раза. И наоборот, если питающий стержень толще пассивного, то отношение R/R_0 может быть менее четырех.

Петлевой вибратор чрезвычайно удобен при согласовании низкоомных антенн с высокоомными линиями. Иногда используют «двойной» петлевой вибратор, представляющий собой вытянутую петлю с активным элементом посе-

$\frac{h}{d_2}$ — Отношение размеров $\frac{h}{d_2}$: 2, 3, 4, 5, 7, 10, 20

$\frac{R}{R_0}$ — отношение входных сопротивлений: 15, 10, 7, 5, 4, 3, 2

$\frac{h}{d_1}$ — Отношение размеров $\frac{h}{d_1}$: 20, 10, 7, 5, 4, 3, 2

Формула

$$\frac{R}{R_0} = \left[1 + \frac{\operatorname{tg} 2\frac{h}{d_1}}{\operatorname{tg} 2\frac{h}{d_2}}\right]^2 \text{ при } \lambda \gg h$$

Пример

Дано:

$\frac{h}{d_1} = 18$

$\frac{h}{d_2} = 6$

Ответ:

$\frac{R}{R_0} = 5{,}9$

Схема пользования

$\frac{h}{d_2}$ Дано — $\frac{R}{R_0}$ Ответ — $\frac{h}{d_1}$ Дано

$k\frac{\lambda}{2}$, d_1, d_2, h

29. Петлевой вибратор.

редине. Двойной петлевой вибратор получается как бы от наложения двух простых петлевых вибраторов длиной $\lambda/2$ так, что их активные элементы сливаются в одно целое, а пассивные петли направлены в противоположные стороны (рис. 10). Входное сопротивление двойного петлевого вибратора (с одинаковыми диаметрами проводников) в 9 раз больше входного сопротивления простого полуволнового вибратора.

Петлевые вибраторы применяются в качестве активных элементов в многовибраторных антеннах, в антенных решетках, в антеннах с бегущей волной, в антеннах типа «волновой канал» и др. Коэффициенты направленного действия двойного петлевого вибратора, полуволнового вибратора и простого петлевого вибратора имеют одинаковые значения.

Для расчета входного сопротивления петлевого вибратора служит номограмма № 29. На крайних шкалах номограммы откладывают отношение осевого расстояния петлевого вибратора к диаметру его проводов h/d_1 и h/d_2, а на средней шкале отсчитывают отношение входного сопротивления петлевого вибратора к входному сопротивлению простого полуволнового вибратора R/R_0 Геометрическую длину петлевого вибратора вычисляют так же, как и для простого полуволнового вибратора. При этом коэффициент укорочения находят из расчета среднего диаметра проводов, равного среднему арифметическому из d_1 и d_2 $[d_{ср}=(d_1+d_2)/2]$; геометрическую длину петлевого вибратора измеряют так, как показано на номограмме № 29. Расстояние между проводниками петлевого вибратора выбирают из конструктивных соображений, однако оно не должно быть очень большим (обычно в 25—100 раз меньше геометрической длины вибратора). Предпочтительнее делать это расстояние равным $0{,}05\,\lambda_0$, где λ_0 — средняя длина волны рабочего диапазона. Чем меньше расстояние между проводниками, тем точнее совпадают расчетные данные с практическими.

Пример. Петлевой вибратор для работы в первом канале телевидения имеет толщину питающего проводника $d_1=5$ мм и толщину пассивного проводника $d_2=15$ мм. Расстояние между осями проводников $h=90$ мм. Подсчитывают: $h/d_1=18$ и $h/d_2=6$. Согласно номограмме № 29 отношение входного сопротивления петлевого вибратора к входному сопротивлению простого полуволнового вибратора $R/R_0=5{,}9$. Таким образом, если простой полуволновой вибратор этого диапазона имеет входное сопротивление около 70 Ом, то петлевой вибратор с указанными размерами имеет входное сопротивление $R=5{,}9\cdot 70\approx 400$ Ом.

31. ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫ ТИПА «ВОЛНОВОЙ КАНАЛ»

Номограмма № 30

Широкое применение в диапазоне УКВ нашли вибраторные антенны и антенны типа «волновой канал» как наиболее удобные в конструктивном исполнении остронаправленные антенны. При одинаковом количестве линейных элементов антенны «волновой канал» имеют более высокий к. н. д. по сравнению с другими типами вибраторных антенн. При тех же условиях они имеют меньшие геометрические размеры и требуют меньше материалов.

Если вблизи одиночного активного вибратора (излучателя) расположить параллельный ему пассивный вибратор, то в зависимости от расстояния пассивного вибратора от излучателя и от соотношения их размеров излучение этой системы будет происходить либо в сторону пассивного вибратора, либо в сторону излучателя. В первом случае пассивный вибратор называют д и р е к т о р о м, во втором — р е ф л е к т о р о м. На рис. 11 (*1*) изображен вибратор с рефлектором, а на рис. 11 (*3*) — вибратор с директором. В качестве излучателя может быть применен и петлевой или двойной петлевой вибратор. Для получения большой направленности используется несколько директоров, расположенных в одной плоскости, как показано, например, на рис. 11 (*12*). При этом размеры как директоров, так и излучателя с рефлектором, а также рас-

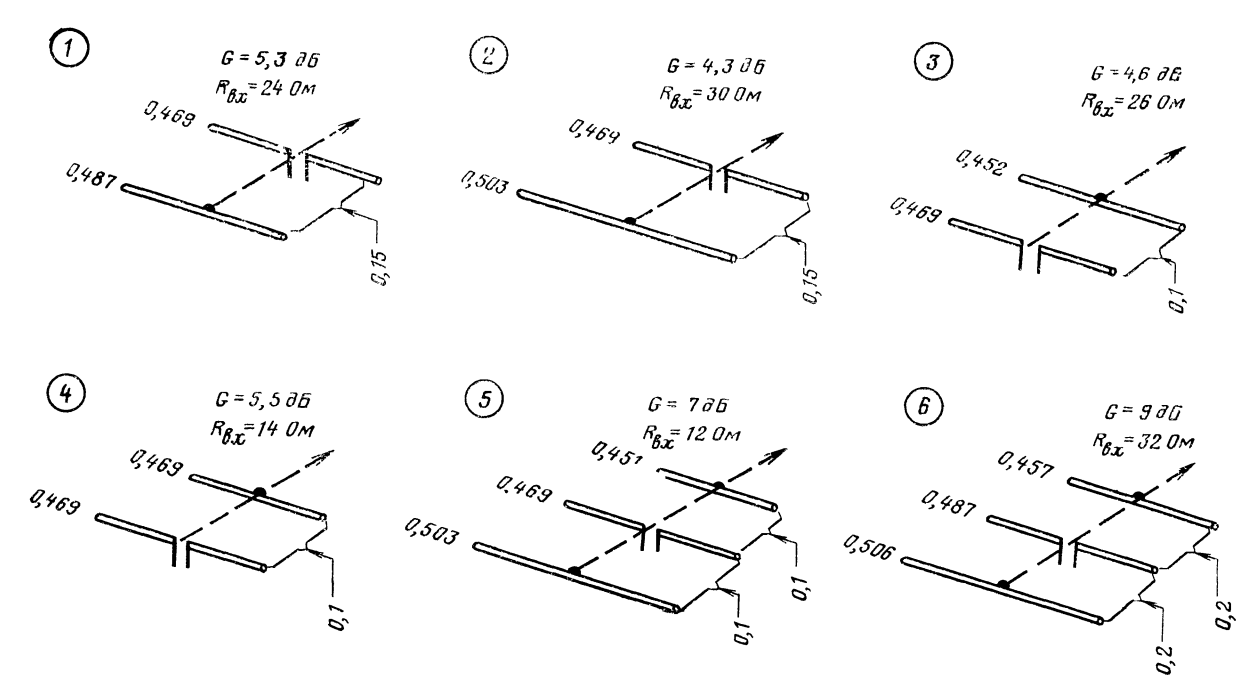
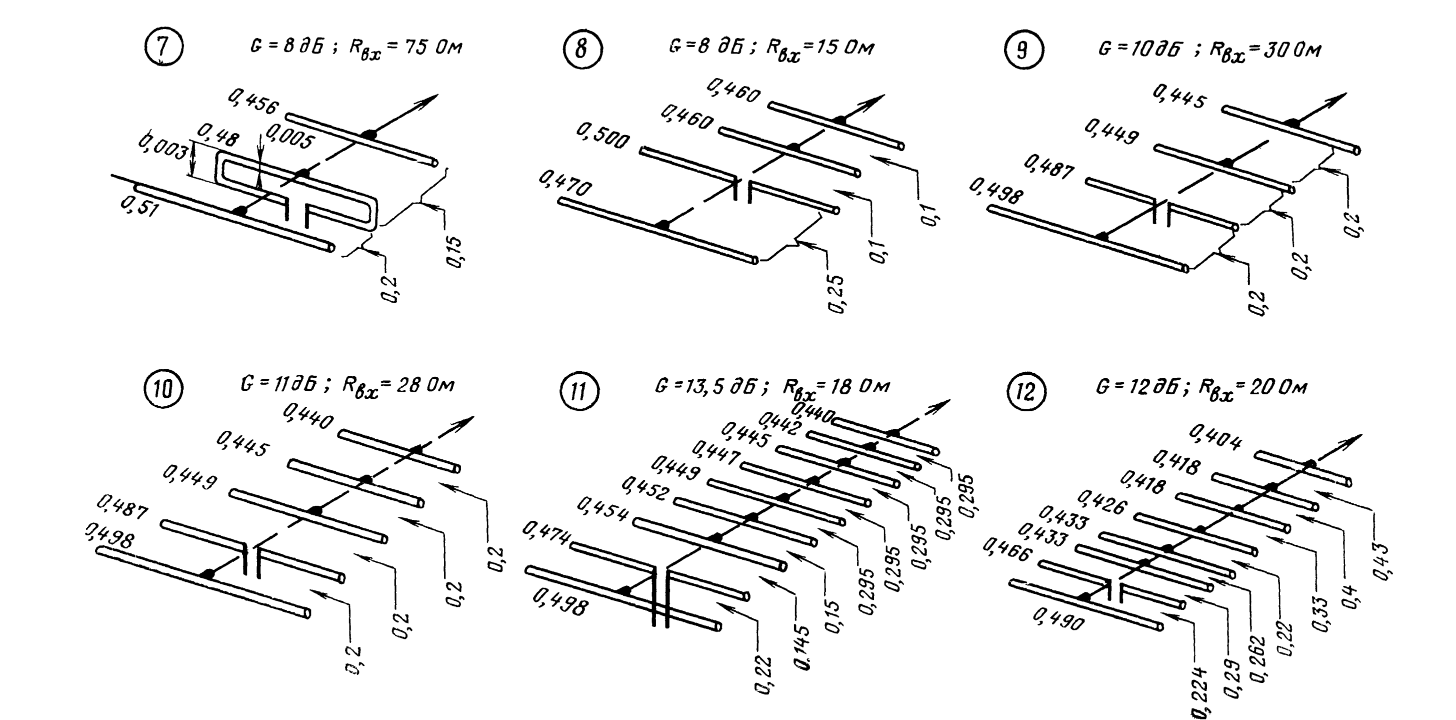


Рис. 11. Вибраторные антенны. (*См. продолжение на стр. 68, 69*).



7
G = 8 дБ ; $R_{вх}$ = 75 Ом
0,456
0,48
0,005
0,003
0,51
0,15
0,2
8
G = 8 дБ ; $R_{вх}$ = 15 Ом
0,460
0,460
0,500
0,470
0,1
0,1
0,25
9
G = 10 дБ ; $R_{вх}$ = 30 Ом
0,445
0,449
0,487
0,498
0,2
0,2
0,2
10
G = 11 дБ ; $R_{вх}$ = 28 Ом
0,440
0,445
0,449
0,487
0,498
0,2
0,2
0,2
0,2
11
G = 13,5 дБ ; $R_{вх}$ = 18 Ом
0,440
0,442
0,445
0,447
0,449
0,452
0,454
0,474
0,498
0,295
0,295
0,295
0,295
0,295
0,15
0,145
0,22
12
G = 12 дБ ; $R_{вх}$ = 20 Ом
0,404
0,418
0,418
0,426
0,433
0,433
0,466
0,490
0,43
0,4
0,33
0,22
0,262
0,29
0,224

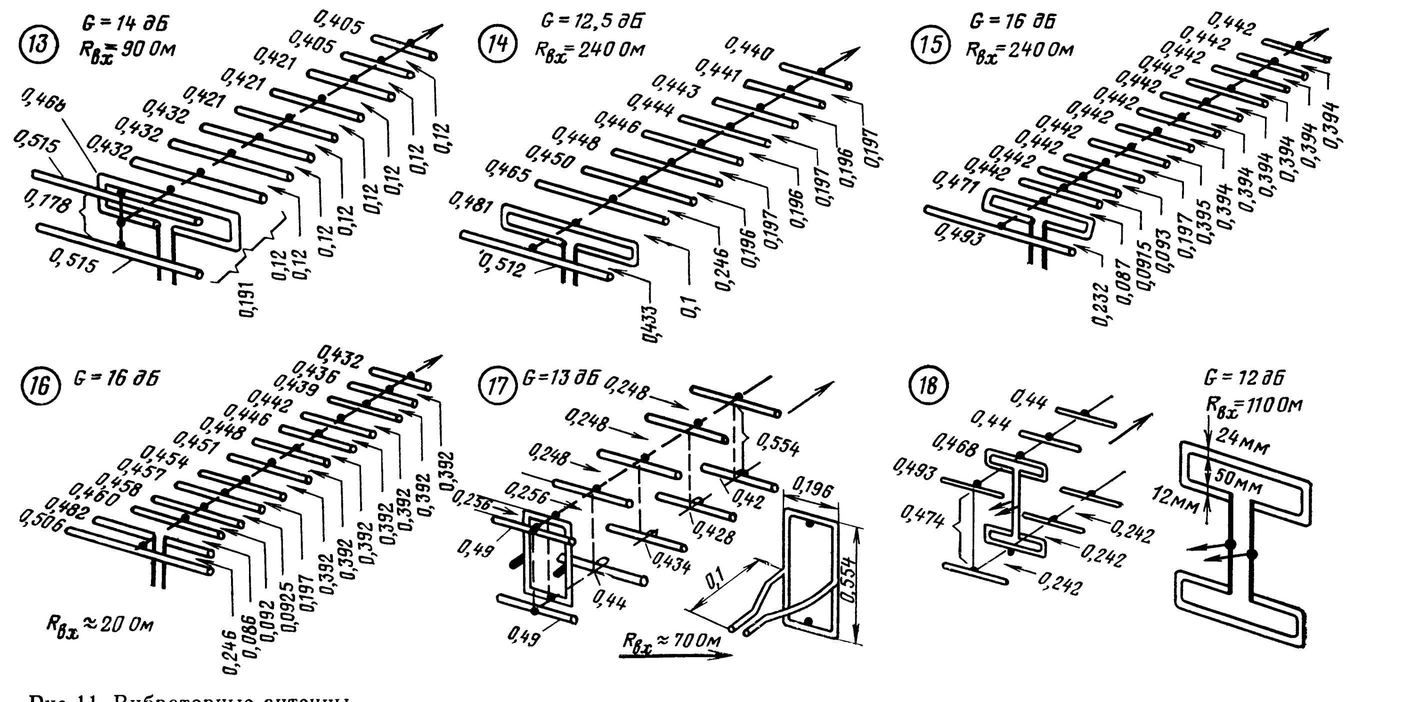


Рис 11. Вибраторные антенны.

стояния между директорами могут быть различны. Иногда расстояния между директорами, а также и их размеры делают одинаковыми. Антенны с излучателем, рефлектором и директорами имеют несколько названий: «директорные», «антенны Удэ-Яги» и «волновой канал». Последнее название более употребительно в нашей стране.

Расчет антенн типа «волновой канал» прост только для малого числа элементов. С ростом числа вибраторов расчет сильно усложняется и сводится к решению систем уравнений со многими переменными, что осуществимо только с помощью ЭВМ. Входное сопротивление этого типа антенн и их к. н. д. зависят от размеров вибраторов и расстояния между ними. Одни и те же свойства антенн можно получить при разном числе элементов и различном их расположении. Трудно дать общие рекомендации по выбору числа элементов и конструкции антенн «волновой канал». Можно лишь привести некоторые количественные данные для такого выбора, сложившиеся в основном экспериментально. Так, например, длину рефлектора обычно берут на 5% больше излучателя, а первого директора на 5% короче. При использовании нескольких директоров их длина уменьшается по мере удаления от излучателя. Так, 2-й директор может быть короче излучателя на 6%, 3-й — на 7% и т. д. Последующие директоры уменьшаются по длине на 1%.

Чем больше к. н. д. антенны типа «волновой канал», тем более узкую полосу рабочих частот она имеет. Уменьшается соответственно и ее входное сопротивление, которое может снизиться до нескольких ом. Иногда, чтобы расширить полосу рабочих частот антенны, отступают от оптимальных размеров для данного количества элементов.

Антенны «волновой канал» с большим количеством элементов требуют после их построения окончательной доводки и настройки. При этом параметры антенн могут значительно изменяться при небольшом изменении размеров элементов и их взаимного расположения. Однако хорошо доведенная и настроенная антенна обычно и хорошо работает, сохраняя постоянство параметров.

Можно указать на ряд особенностей антенны, которые следует иметь в виду при конструировании и настройке:

1) длина пассивных элементов определяет главным образом реактивную составляющую входного сопротивления;

2) уменьшение расстояния между излучателем и пассивными элементами приводит к уменьшению входного сопротивления антенны. Более сильно выражено это влияние у первого директора (ближайшего к излучателю);

3) при добавлении количества директоров концентрация энергии в прямом направлении (к. н. д.) возрастает;

4) иногда делают два или три рефлектора, расположенные на одинаковом расстоянии от излучателя (эта мера позволяет несколько снизить излучение в обратном направлении, однако почти не изменяет к. н. д.);

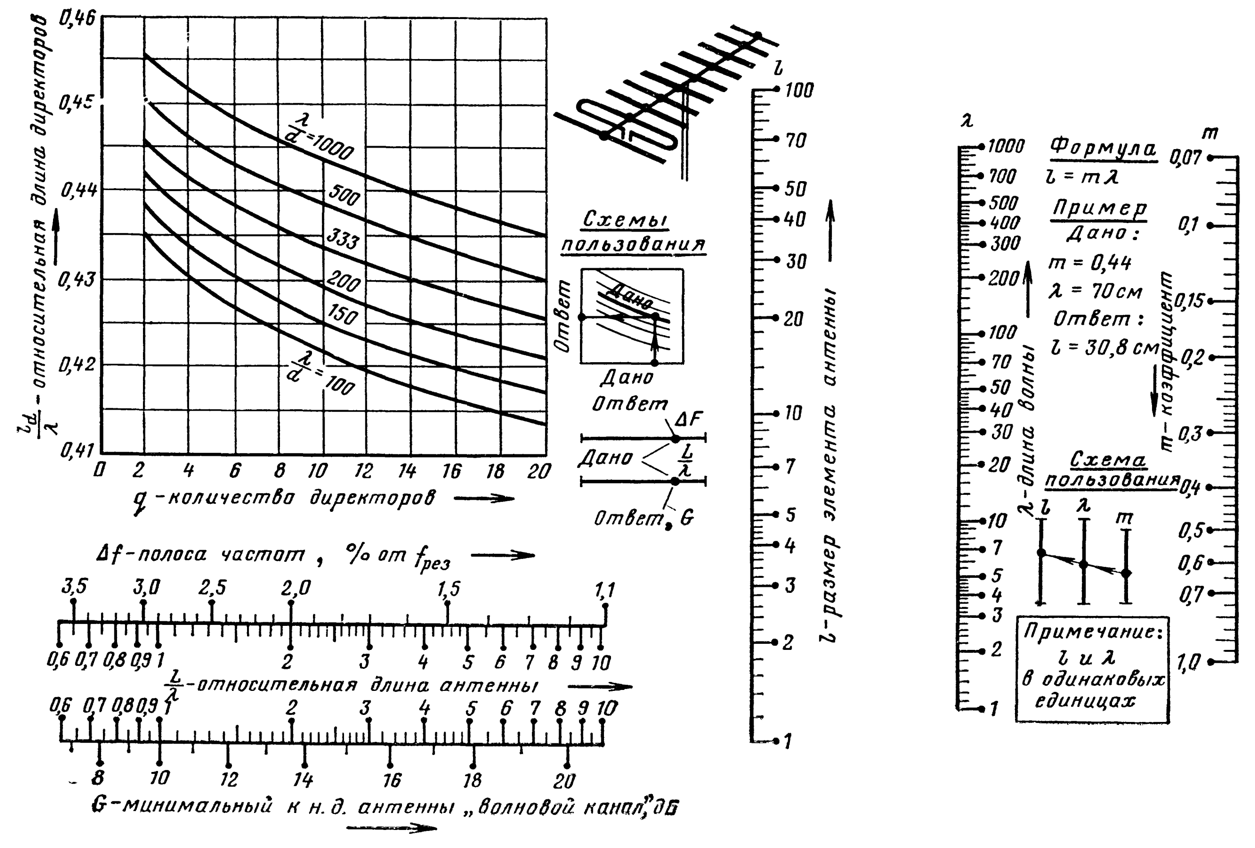
5) у антенны «волновой канал» с большим количеством директоров к. н. д. определяется главным образом общей длиной антенны, а не количеством директоров (это справедливо, однако, при расстоянии между директорами не более 0,4 λ);

6) если расстояние между директорами становится более 0,4λ, то к. н. д. резко уменьшается; уменьшение к. н. д. можно скомпенсировать приближением первого директора (так называемого «стартового элемента») к излучателю на расстояние 0,1 λ, что ослабляет связь излучателя с остальными директорами. В этом случае расстояние между остальными директорами делают 0,33 λ,

7) оптимальное расстояние между директорами составляет 0,25 λ. В этом случае антенна очень критична к размеру рефлектора. Поэтому до подключения директоров следует настроить антенну на максимальное излучение в главном направлении;

8) при настройке антенны следует учитывать, что настройка на максимум в главном направлении значительно критичнее, чем в направлении «назад», но обе эти настройки не совпадают, и обычно выбирают компромиссное решение.

При конструировании антенн «волновой канал» следует иметь в виду, что средние части рефлекторов, директоров и средняя точка пассивного стержня петлевого вибратора могут быть заземлены и присоединены к общей металли-



30. Вибраторные антенны.

ческой штанге, входящей в несущую конструкцию (на рис. 11 эти места обозначены точкой. Толщина штанги и толщина вибраторов обычно соизмеримы).

На рис. 11 изображены применяемые в радиолюбительской практике вибраторные антенны и антенны типа «волновой канал» различных типов. Размеры элементов антенн и расстояния между ними показаны в долях длины волны. Так, например, если у стержней излучателя и рефлектора стоят соответственно цифры 0,469 и 0,487, рис. 11 (*1*), то это означает, что их длины соответственно составляют указанную долю от средней длины волны рабочего диапазона. Цифры со стрелками указывают расстояния между элементами также в долях средней длины волны. Например, на рис. 11 (*1*) показано, что расстояние между излучателем и рефлектором равно 0,15λ, длина излучателя 0,469 λ и длина рефлектора 0,487 λ.

Использование в антеннах «волновой канал» простого полуволнового вибратора в качестве излучателя дает очень малые входные сопротивления антенн. Низкоомные антенны трудно согласовывать с фидерными линиями. Поэтому антенны *1—6*, *8—12* и *16* (рис. 11) можно использовать и с петлевыми вибраторами, выбирая размеры последних в соответствии с указаниями § 30 таким образом, чтобы получать необходимое отношение R/R_0, удобное для согласования с фидером.

В качестве примера можно рассмотреть антенны *7*, *13—15*, *18* (рис. 11). Размеры петлевого вибратора антенны *7* указаны на рисунке. В антенне *13* использован петлевой вибратор с одинаковым диаметром трубок и расстоянием между ними 0,01 λ. Антенна *14* снабжена петлевым вибратором прямоугольной формы с разными диаметрами проводников. Верхний проводник (пассивный) имеет диаметр $d_2=8$ мм, нижний (активный) — $d_1=2$ мм, расстояние между осями проводников $h=55$ мм. Применение петлевого вибратора позволяет питать антенну непосредственно от симметричного двухпроводного фидера с волновым сопротивлением $z_0=240$ Ом. В антенне *15* также использован петлевой вибратор. Его проводники имеют диаметры: верхний (пассивный) $d_2=12$ мм, нижний (активный) $d_1=3$ мм. Расстояние между проводниками $h=25$ мм. Антенна непосредственно питается симметричным двухпроводным фидером с волновым сопротивлением $z_0=240$ Ом.

Следует остановиться на антенне *17* (рис. 11). Эта двухэтажная антенна «волновой канал» с одинаковым расстоянием между директорами имеет расстояние между этажами 0,554 λ. Питается она от рамочного излучателя, изображенного в правом нижнем углу рис. 11 (*17*). К рамочному излучателю в точках, лежащих на середине боковых стержней, присоединяют симметричный фидер. Линию с волновым сопротивлением $z_0=70$ Ом подсоединяют через согласующий плавный переход длиной 0,1 λ.

Двухэтажная антенна *18* отличается тем, что в результате использования двух петлевых вибраторов входное сопротивление $R_{вх}=110$ Ом. Петлевые вибраторы имеют диаметры пассивных проводников $d_2=24$ мм, диаметры активных проводников $d_1=12$ мм при осевом расстоянии $h=50$ мм. Симметричная двухпроводная воздушная линия, соединяющая петлевые вибраторы, имеет диаметр проводов $d=6$ мм и расстояние между их осями $h=21$ мм. В середине линии подключают симметричный фидер с соответствующим волновым сопротивлением ($z_0=110$ Ом).

При конструировании антенн «волновой канал» с одинаковым расстоянием между директорами для ориентировочных расчетов можно использовать график, помещенный в левой части номограммы № 30. График позволяет выбирать длину директоров в зависимости от их количества q и отношения длины волны к диаметру директоров l_d/λ. На этой же номограмме слева имеются горизонтальные шкалы для определения к. н. д. антенн и полосы рабочих частот в зависимости от относительной длины антенны L/λ. Правая часть номограммы № 30, предназначенной для вычисления длины вибраторов l в зависимости от длины волны λ и коэффициента m, может использоваться для нахождения геометрических размеров вибраторов антенн «волновой канал». По известной средней волне рабочего диапазона λ и в соответствии с указанными на рис. 11 значениями относительных длин вибраторов (m) находят их геометрическую длину l. Эту же номограмму можно применять для вычисления оди-

ночных излучателей (как полуволновых, так и одноволновых) по известному коэффициенту укорочения k (номограмма № 28).

Пример 1. Рассчитать антенну «волновой канал», изображенную на рис. 11 (*16*), предназначенную для работы на средней частоте 145 МГц (длина волны $\lambda = 206$ см). Соответственно указанным на рисунке относительным размерам вычисляют геометрические размеры вибраторов (можно пользоваться правой частью номограммы № 30): рефлектор — 1044 мм, излучатель — 995 мм, 1-й директор — 950, 2-й — 946 мм, 3-й — 943 мм, 4-й — 936 мм, 5-й — 930 мм, 6-й — 924 мм, 7-й — 918 мм, 8-й — 911 мм, 9-й — 905 мм, 10-й — 898 мм, 11-й — 892 мм. Расстояния между вибраторами: излучатель—рефлектор — 508 мм, излучатель—1-й директор — 178 мм, 1-й директор — 2-й директор — 190 мм, 2-й директор — 3-й директор — 191 мм, 3-й—4-й директоры — 406 мм, 4-й—5-й директоры — 807 мм. Расстояния между последующими директорами одинаковы и также равны 807 мм.

Сумма всех междувибраторных расстояний составляет $L/\lambda = 3{,}2$. По шкале на номограмме № 30 (нижняя слева) находят к. н. д. антенны $G \approx 16$ дБ. Вторая снизу шкала (слева на той же номограмме) дает значение относительной полосы частот (в процентах от резонансной) $\Delta f \approx 1{,}65\%$. Таким образом, антенна может работать на частотах от 142 до 148 МГц. Для диаметров вибраторов антенны $d = 20$ мм ($\lambda/d = 100$). При одинаковой длине директоров и расстоянии между ними около $0{,}33\,\lambda$ (700 мм) их размеры должны соответствовать графику номограммы № 30: $l = 0{,}42\,\lambda$ (т. е. по 870 мм).

32. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Номограмма № 31

Из большого разнообразия рамочных антенн наиболее часто радиолюбители конструируют для диапазона УКВ антенны типа «квадрат» и «двойной квадрат». В отличие от вибраторных антенн эти антенны удобнее в конструктивном выполнении и менее подвержены влиянию электрических помех и, в частности, помех от зажигания двигателей внутреннего сгорания.

Антенны типа «квадрат» чрезвычайно просты. Их расчет сводится к вычислению периметра проводника при условии, что сторона квадрата должна быть близка к четверти длины волны. Экспериментально определено, что общая длина провода излучающей квадратной рамки должна быть на 1,5% больше λ (т. е. равна $1{,}015\,\lambda$), чтобы выполнялись условия резонанса. В этом случае можно обходиться без дополнительных настроечных шлейфов.

Одиночную рамку на УКВ употребляют редко. Чаще используют комбинацию рамка — излучатель и рамка — рефлектор, получившую наименование «двойной квадрат». Эта антенна изображена на рис. 12 (*1*), где все размеры выражены в относительных единицах (в долях длины волны λ). Антенна «двойной квадрат» позволяет получить к. н. д. $G = 5$ дБ при ослаблении излучения назад около 20 дБ. Входное сопротивление антенны $R_{вх} = 70$ Ом, и ее можно непосредственно соединять с обычным 75-омным кабелем. Следует заметить, что при уменьшении расстояния между рамками входное сопротивление антенны несколько уменьшается. При увеличении этого расстояния входное сопротивление и к. н. д. увеличиваются. Максимальный к. н. д. (около 8 дБ) получается при оптимальном расстоянии $0{,}2\,\lambda$.

При расчете рамочных антенн их линейные размеры можно определять с помощью правой части номограммы № 30 по относительным размерам, указанным на рис. 12.

На рис. 12 (*2*) показана двухэтажная антенна «двойной квадрат». Все сказанное выше относится и к этой антенне. При расположении «двойных квадратов» друг над другом расстояние между этажами (т. е. между центрами квадратов) устанавливают не менее $0{,}5\,\lambda$. Оптимальным является расстояние $0{,}625\,\lambda$. На рис. 12 (*2*) рамки верхнего и нижнего этажей соединены отрезком двухпроводной линии длиной $0{,}48\,\lambda$ с волновым сопротивлением $z_0 = 180$ Ом.

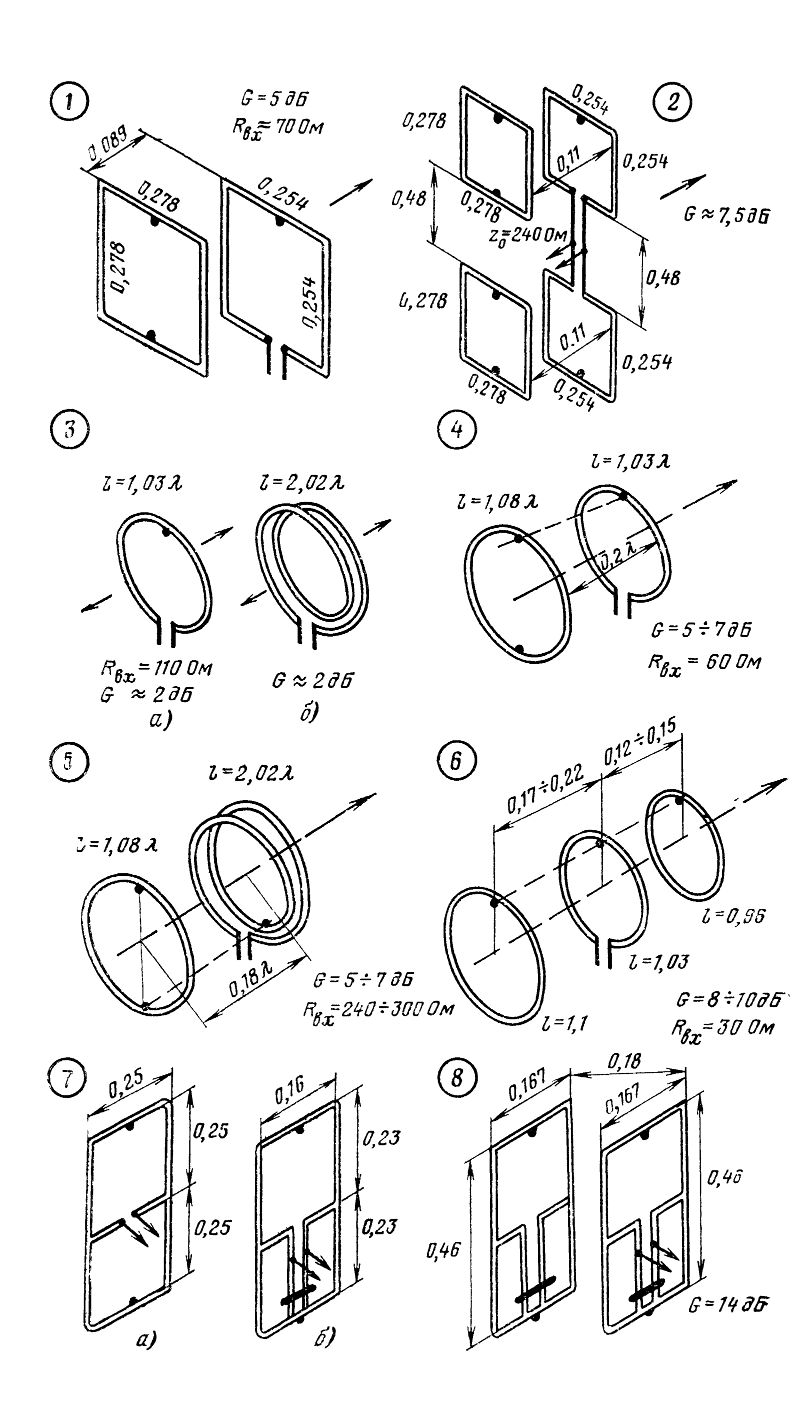
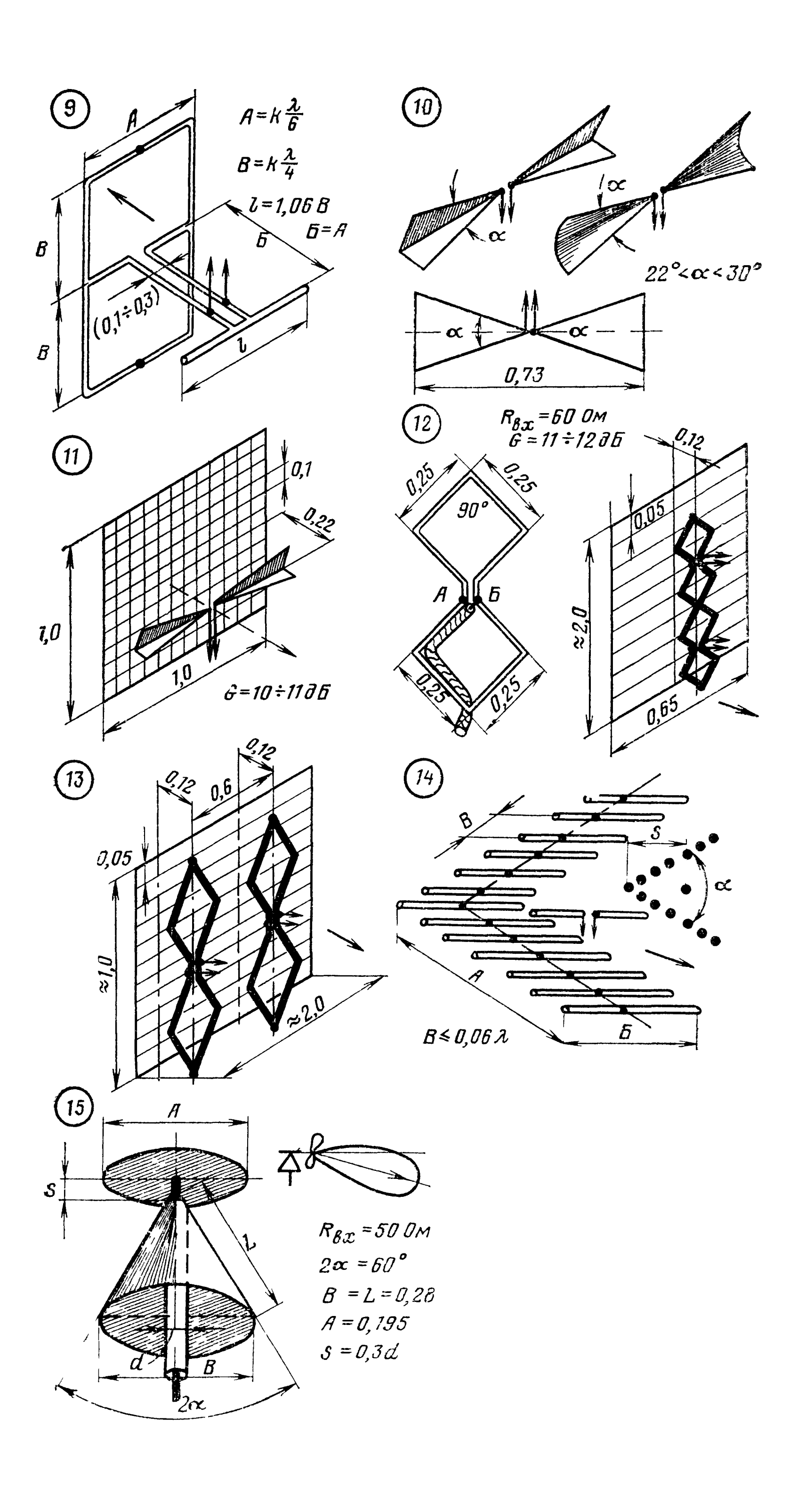


Рис. 12 Рамочные антенны и антенны других типов.


9
A=kλ/6
B=kλ/4
l=1,06 B
Б=A
(0,1÷0,3)
10
22°<α<30°
0,73
11
0,1
0,22
1,0
1,0
G=10÷11 дБ
12
R вх =60 Ом
G=11÷12 дБ
0,25
90°
A
Б
0,12
0,05
≈2,0
0,65
13
0,12
0,6
0,05
≈1,0
≈2,0
14
B
S
α
A
Б
B≤0,06λ
15
A
S
L
R вх =50 Ом
2α=60°
B=L=0,28
A=0,195
S=0,3d
d
B
2α

Всеми свойствами антенны типа «квадрат» и «двойной квадрат» обладают кольцевые антенны. Один излучающий кольцевой элемент [рис. 12 (3, *а*)] рассчитывают исходя из тех же соображений, что и «квадрат». Его к. н. д. $G=2$ дБ при длине провода (излучателя) $l=1{,}03\,\lambda$. Входное сопротивление такого элемента $R_{вх}=110$ Ом. Кольцевой элемент с кольцевым рефлектором [рис. 12 (4)], расположенным на расстоянии $0{,}2\,\lambda$, имеет к. н. д. $G=5\div7$ дБ. Такая комбинация имеет входное сопротивление $R_{вх}=60$ Ом, что удобно для согласования с коаксиальным кабелем. В качестве излучателя можно использовать кольцевой элемент из двух витков, показанный на рис. 12 (3, *б*). Его длину принимают равной $l=2{,}02\,\lambda$. Антенна с таким элементом и одновитковым рефлектором, расположенным на расстоянии $0{,}18\,\lambda$, имеет входное сопротивление $R_{вх}=240\div300$ Ом, к. н. д. антенны $G=5\div7$ дБ.

Для трехэлементной кольцевой антенны рис. 12 (6) в диапазоне УКВ расстояние между излучателем и рефлектором устанавливают равным $(0{,}17—0{,}22)\,\lambda$.

Расстояние между излучателем и директором — $(0{,}12—0{,}15)\,\lambda$. Входное сопротивление системы $R_{вх}=30$ Ом, к. н. д. $G=8\div10$ дБ. Ширина диапазона рамочных антенн невелика и составляет 3—4% средней частоты.

Если кольцевые излучатели предназначены для работы с перестройкой по частоте, то их рассчитывают с помощью отдельной номограммы № 31, позволяющей определять диаметр кольца для заданной средней длины волны. Длина настроечного шлейфа позволяет производить перестройку антенны в значительных пределах без изменения диаметра кольца. Для определения диаметра кольца D на средних шкалах (*А* или *Б*) откладывают значение λ, а на шкале b — выбранное из конструктивных соображений значение длины шлейфа. На шкале D отсчитывают результат. При этом следует одновременно пользоваться шкалами *А* либо *Б*. Возможно решение и обратных задач.

Пример. Вычислить, в каких пределах может перестраиваться кольцевая антенна диаметром $D=70$ см, если настроечный шлейф может перемещаться от $b_2=40$ до $b_1=5$ см.

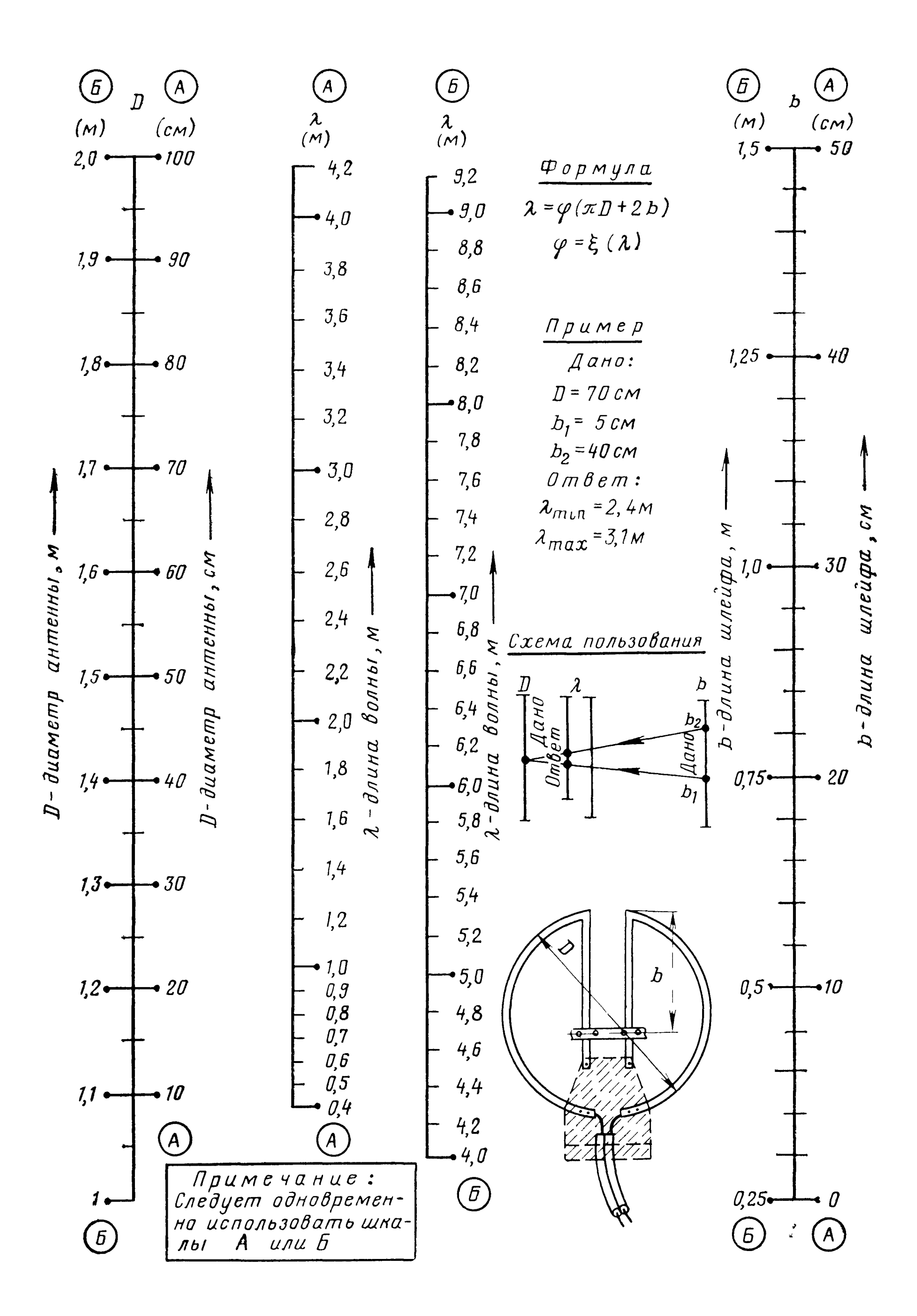
Используя шкалы *А*, получают значения от $\lambda_{мин}=2{,}4$ м до $\lambda_{макс}=3{,}1$ м.

Некоторой разновидностью рамочных антенн является антенна типа «зигзаг», разработанная в 1960 г. Она находит широкое применение прежде всего как широкополосная антенна для приема телевидения [рис. 12 (*12*)]. Именно в большой ширине частотного диапазона состоит выгодная особенность антенны «зигзаг». Эта антенна представляет собой два синфазно возбуждаемых квадрата, расположенных вдоль диагонали друг над другом. Антенна возбуждает в пространстве горизонтально поляризованную волну. Длина стороны каждого квадрата составляет $0{,}25\,\lambda$. Квадраты можно изготовлять как из стержней, так и из металлических полос. Иногда антенну составляют из двух вписанных друг в друга квадратов, соединенных друг с другом в вершинах. Внутренние квадраты рассчитывают на самую высокую частоту диапазона, а внешние — на низшую. Ширина рабочего диапазона такой антенны значительно больше.

В точках *А* и *Б* [рис. 12 (*12*)] к антенне присоединяют коаксиальный кабель, причем его оплетку припаивают к одной точке, а внутренний проводник — к другой. Кабель в изоляции проводится по сторонам квадрата. Верхнюю и нижнюю вершины квадратов можно заземлять и крепить к несущим конструкциям, в то время как боковые вершины следует хорошо изолировать по высокой частоте.

С антенной «зигзаг» часто употребляют экран-рефлектор, расположенный на расстоянии $0{,}12\,\lambda$ от плоскости антенны. Это расстояние некритично и может меняться в пределах $(0{,}1—0{,}2)\,\lambda$. Экран можно выполнять в виде решетки из горизонтальных стержней на расстоянии $0{,}05\lambda$ друг от друга. Размеры экрана в долях λ для зигзагообразной антенны из двух вертикальных элементов показаны на рис. 12 (*12*), а для двух элементов, расположенных рядом на расстоянии $0{,}6\,\lambda$, — на рис. 12 (*13*).

Входное сопротивление антенны, изображенный на рис. 12 (*12*), $R_{вх}=60$ Ом, к. н. д. $G=11\div12$ дБ. Для антенны [рис. 12 (*13*)] к. н. д. $G=14\div15$ дБ.



31. Кольцевой излучатель.

Некоторой популярностью у радиолюбителей пользуется так называемая «скелетно-щелевая» антенна, показанная на рис. 12 (*9*). Антенна представляет собой разновидность антенны «двойной квадрат». Диаграмма направленности этой антенны имеет форму вытянутой восьмерки. Для подавления заднего лепестка вводят пассивный рефлектор, длина которого на 6% больше, чем высота половины рамки. Коэффициент направленного действия антенны $G=8\div 9$ дБ. Питание антенны можно производить симметричным фидером с любым волновым сопротивлением. Согласование его с входным сопротивлением антенны осуществляют перемещением точки присоединения по горизонтальной двухпроводной линии, на которой укреплен рефлектор.

Антенна имеет полосу рабочих частот не менее (15—20)% средней частоты. Она удобна для приема телевизионных программ одновременно по нескольким каналам. При этом в расчете используют значение средней длины волны всего диапазона.

Значительно бо́льшую направленность можно получить, используя систему из двух рамочных антенн, показанных на рис. 12 (*7, а* и *б*). Такие рамки располагают на расстоянии 0,18 λ друг от друга, что обеспечивает к. н. д около 14 дБ [см. рис. 12 (*8*)]. Перемещение точки питания по вертикальному отрезку линии, находящейся в центре антенны, позволяет присоединять к антенне фидер с любым волновым сопротивлением.

33. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВИБРАТОР

Одной из простейших, но очень широкополосных антенн является вибратор, составленный из двух металлических треугольников. Такой вибратор изображен на рис. 12 (*10*). Его длина составляет 0,73 λ. Входное сопротивление широкополосного вибратора зависит от угла α. Оно изменяется почти линейно в пределах от $R_{вх}=870$ Ом при $\alpha=10°$ до $R_{вх}=200$ Ом при $\alpha=32°$. При угле $\alpha=30°$ вибратор хорошо согласуется с симметричной линией $z_0=240$ Ом Использование симметрирующих схем в этом случае не рекомендуется, так как все они являются резонансными устройствами и в сильной степени уменьшают широкополосность вибратора.

Конструктивно вибратор несколько изгибают, как показано на рис. 12 (*10*), чтобы придать ему механическую жесткость. Если расположить широкополосный вибратор перед проводящим экраном, то можно получить широкополосную антенну с высокой направленностью, к. н. д. которой может достигать (10—11) дБ. Для этого вибратор располагают на расстоянии 0,22 λ от экрана, [см. рис. 12 (*11*)]. Для уменьшения влияния ветра экран можно выполнить из хорошо пропаянной сетки или в виде рамки с параллельными горизонтальными стержнями. Расстояние между стержнями устанавливают не более $0{,}1\lambda_{мин}$, где $\lambda_{мин}$ — минимальная длина волны диапазона. Из тех же соображений выбирают размеры ячеек сетки .

34. ВИБРАТОР С УГЛОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ

На дециметровых волнах иногда применяют остронаправленную антенну в виде вибратора, помещенного между плоскостями согнутой под углом рефлекторной решетки или экрана и параллельного этим плоскостям [рис. 12(*14*)]. Вибратор с угловым рефлектором может иметь к. н. д. 10—15 дБ Для того чтобы входное сопротивление вибратора мало зависело от частоты, его располагают на строго определенных расстояниях от вершины отражателя, чтобы разность фаз между полем вибратора и отраженным полем от плоскостей экрана составляла 0 или 360°. Если в качестве излучателя использовать широкополосный вибратор (см. § 33), то полученная таким образом остронаправленная антенна будет обладать хорошей диапазонностью. Антенна с угловым отражателем допускает согласование с фидером непосредственно без трансформирующих устройств путем правильного выбора размеров и применения петлевого или широкополосного вибратора.

В табл. 4 приведены размеры вибратора с уголковым рефлектором в соответствии с теми обозначениями, которые приведены на рис. 12(*14*). Линейные размеры отнесены к длине волны. Если рефлектор изготовлен из труб или стержней, то расстояние *B* между ними должно быть не более 0,06 $\lambda_{мин}$ — минимальной длины волны диапазона. Как видно, длина каждого крыла рефлектора независимо от числа стержней влияет на усиление антенны. Увеличение

Таблица 4

Ширина рефлектора $\left(\frac{Б}{\lambda}\right)$	Длина крыла $\left(\frac{A}{\lambda}\right)$	Угол раскрыва крыльев ($\alpha°$)	Удаленность вибратора (s)	К. н. д. (G), дБ	Входное сопротивление, (R), Ом
0,45	0,45	160	0,12	6	15
0,65	0,65	145	0,13	8	15
1,3	1,1	105	0,28	10	50
1,7	2,7	60	0,45	12	30
2,0	4,2	40	0,53	14	20
0,45	1,5	65	1,17	6	60
0,6	1,65	65	1,17	8	60
0,9	2,0	65	1,17	10	60
1,5	2,2	65	1,17	12	60
1,9	2,7	65	1,17	14	60
2,0	5,0	65	1,17	16	60

этого размера от λ до 2λ приводит к увеличению к. н. д. от 10 до 12 дБ. Размеры вибратора с угловым рефлектором приведены в табл. 4, значения соответствуют полуволновому вибратору. Можно использовать и излучатель длиной λ. В этом случае к. н. д. значительно возрастает, однако в диаграмме направленности появляются боковые лепестки. В этом случае необходимо соответственно увеличить ширину крыльев рефлектора. Угловой рефлектор может использоваться одновременно для нескольких антенн; в его раскрыве на соответствующих расстояниях можно расположить несколько вибраторов. В этом случае размеры экрана выбирают для самого длинноволнового вибратора.

35. ДИСКО-КОНУСНАЯ АНТЕННА

Диско-конусная антенна [рис. 12(*15*)] представляет собой металлический конус с диском над ним. Возбуждение антенны производится коаксиальным кабелем, проходящим внутри конуса. Оплетку кабеля припаивают к окружности горла конуса, а центральную жилу присоединяют снизу к центру диска. Антенна является разновидностью вертикальных штыревых антенн, хотя по принципу возбуждения напоминает видоизмененную биконическую рупорную антенну. Она имеет круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. В вертикальной плоскости излучение происходит в пространстве между горизонтом и поверхностью конуса.

Диско-конусная антенна является ненаправленной, ее к. н. д. отрицателен ($G = -3$ дБ). Входное сопротивление диско-конусной антенны около 50 Ом, что позволяет питать ее непосредственно от коаксиального кабеля. Антенна этого типа достаточно широкополосна. Так, например, антенна с размерами $B = 600$ мм, $L = 600$ мм, $s = 3$ мм, $A = 500$ мм и $2\alpha = 60°$ хорошо работает в полосе частот от 85 до 500 МГц.

На рис. 12(*15*) приведены размеры диско-конусной антенны, выраженные через среднюю длину волны диапазона.

36. СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА

Номограмма № 32

В последние годы в радиолюбительской практике получили распространение спиральные антенны. Спиральная антенна образована проводником, расположенным в пространстве по цилиндрической винтовой линии с шагом s и числом витков n. Эти антенны широкополосны; их частотный диапазон (для цилиндрических спиралей) может достигать 30% средней частоты. Входное сопротивление спиральных антенн высоко (120—150 Ом), и для их питания следует применять широкополосные согласующие устройства или несимметричные фидеры с большим волновым сопротивлением.

Следует иметь в виду, что спиральные антенны имеют излучение с вращающейся поляризацией. Вращающаяся поляризация более выражена у многовитковых антенн.

Антенна используется в режиме излучения вдоль оси спирали от точки питания к свободному концу, что имеет место при числе витков $n>3$, длине каждого витка $1{,}3>\frac{L}{\lambda}>0{,}75$ и угле подъема спирали $12°<\alpha<16°$. При этих условиях вдоль антенны устанавливается бегущая волна.

Для получения излучения в одном направлении применяют дисковый рефлектор квадратной или круглой формы, имеющей поперечное сечение $2R=(0{,}6—1{,}0)\lambda$. Рефлектор может быть сплошным, сетчатым или сделан из радиальных стержней, или в форме «паутины». При угле подъема спирали $\alpha=14°$, $s/\lambda=0{,}24$ и $n=6$ антенна имеет оптимальные параметры. Расстояние начала спирали от экрана выбирают равным $0{,}13\lambda$.

При расчете к. н. д. антенны следует делать поправку на круговую поляризацию и от результата отнимать значение $\Delta G\approx 3$ дБ. Для приема излучения с линейной поляризацией можно применять антенну, состоящую из двух близко расположенных спиралей с параллельными осями, намотанных в противоположные стороны. Если эти спирали расположить в горизонтальной плоскости, то возможен прием волн с горизонтальной поляризацией, а при вертикальном расположении — с вертикальной поляризацией. Антенна из двух параллельно расположенных спиралей дает возможность при соединении спиралей параллельно получать входное сопротивление $R_{вх}=(65—80)$ Ом, что удобно при питании ее обычным коаксиальным кабелем без согласующих устройств.

Спиральная антенна имеет меньшие размеры, чем антенна «волновой канал», и значительно большую полосу частот.

Номограмма № 32 связывает размеры спиральной антенны и число витков с ее электрическими параметрами. входным сопротивлением, к. н. д. и шириной диаграммы направленности. Номограмма построена по следующим эмпирическим формулам:

входное сопротивление спиральной антенны, Ом,

$$R_{вх}=140\frac{L}{\lambda};\qquad(61)$$

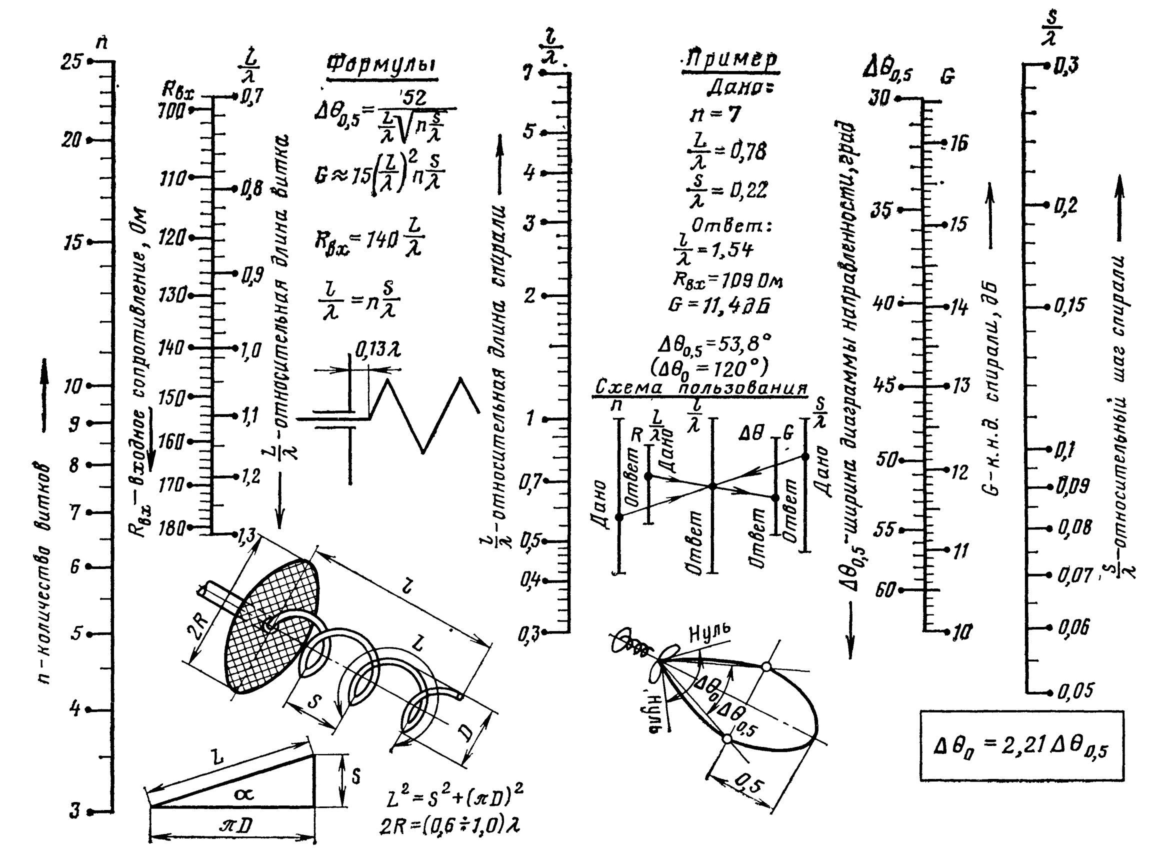
к. н. д. антенны

$$G\approx 15\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 n\frac{s}{\lambda};\qquad(62)$$

ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности (на уровне 3 дБ), град,

$$\Delta\theta_{0,5}\approx\frac{52}{\frac{L}{\lambda}\sqrt{n\frac{s}{\lambda}}};\qquad(63)$$

6—685



32. Спиральная антенна.

здесь s/λ — шаг спирали, отнесенный к длине волны; l/λ — относительная длина спирали; L/λ — относительная длина одного витка; n — количество витков спирали.

Длина спирали связана с ее шагом и числом витков:

$$\frac{s}{\lambda} n = \frac{l}{\lambda}. \quad (64)$$

При необходимости можно определить расположение «нулей» диаграммы направленности по формуле

$$\Delta\theta_0 = 2{,}21\Delta\theta_{0,5}. \quad (65)$$

Пример. Спиральная антенна для диапазона $\lambda = 70$ см имеет шаг $s = 15{,}4$ см, число витков $n = 7$ и длину витка $L = 54{,}5$ см (диаметр спирали $D = 16{,}7$ см). Таким образом, отношение $L/\lambda = 0{,}78$, $s/\lambda = 0{,}22$. По номограмме $l/\lambda = 1{,}54$ (т. е. $l = 108$ см), $R_{вх} = 109$ Ом, $G = 11{,}4$ дБ, $\Delta\theta_{0,5} = 53{,}8°$ (можно вычислить расположение нулей $\Delta\theta_0 = 120°$), $R_{вх} = 109$ Ом.

37. ЗЕРКАЛЬНО-ПАРАБОЛИЧЕСКАЯ АНТЕННА

Номограммы № 33 и 34

Зеркально-параболическая антенна состоит из отражающего металлического зеркала в форме параболоида вращения и излучателя, помещенного в его фокусе. Антенны этого типа относятся к классу синфазных; в любой точке воображаемой плоскости раскрыва зеркала электромагнитное поле синфазно. Синфазность поля определяется свойствами параболы: сумма расстояний от фокуса до любой точки параболы и от этой точки до плоскости раскрыва всегда постоянна.

Чтобы построить параболическое зеркало, необходимо изготовить шаблон соответствующих размеров, связанных уравнением параболы

$$y^2 = 4Fx \quad (66)$$

(в прямоугольных координатах)
или

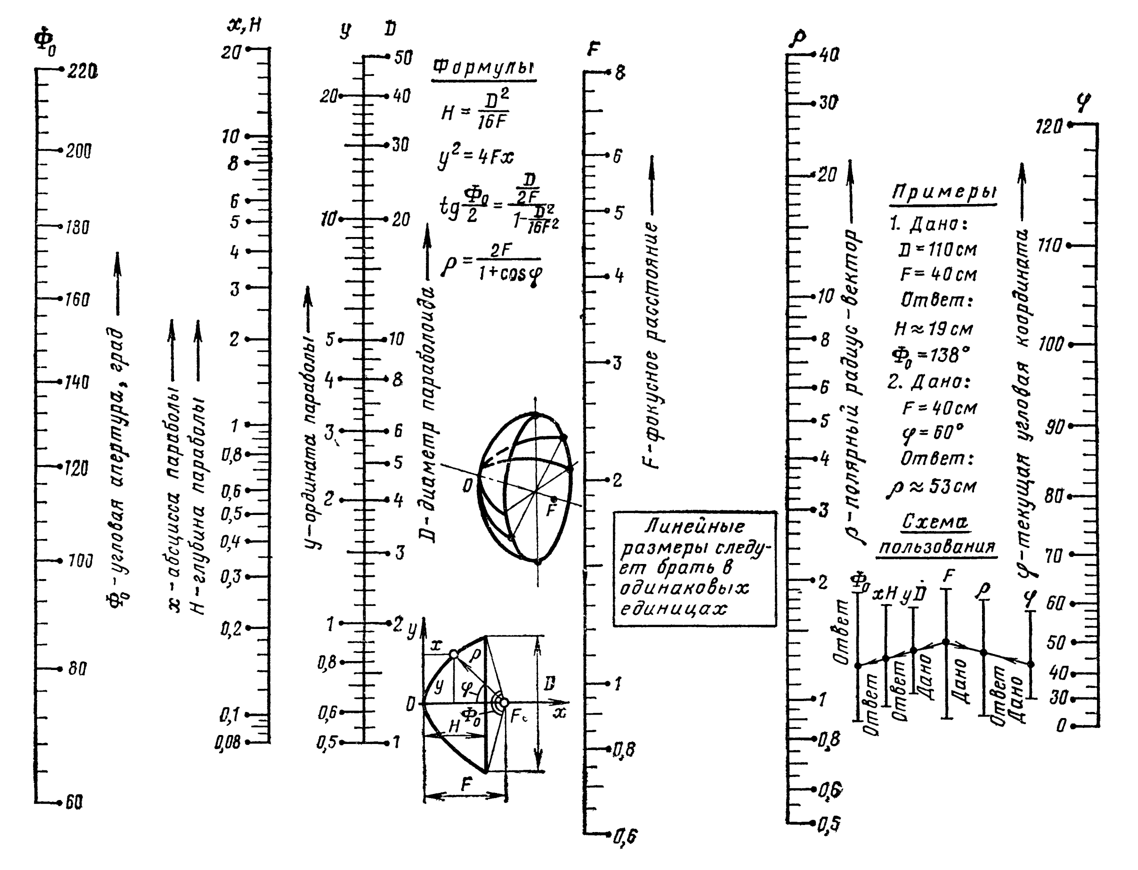
$$\rho = \frac{2F}{1 + \cos\varphi} \quad (67)$$

(в полярных координатах), где F — фокусное расстояние.

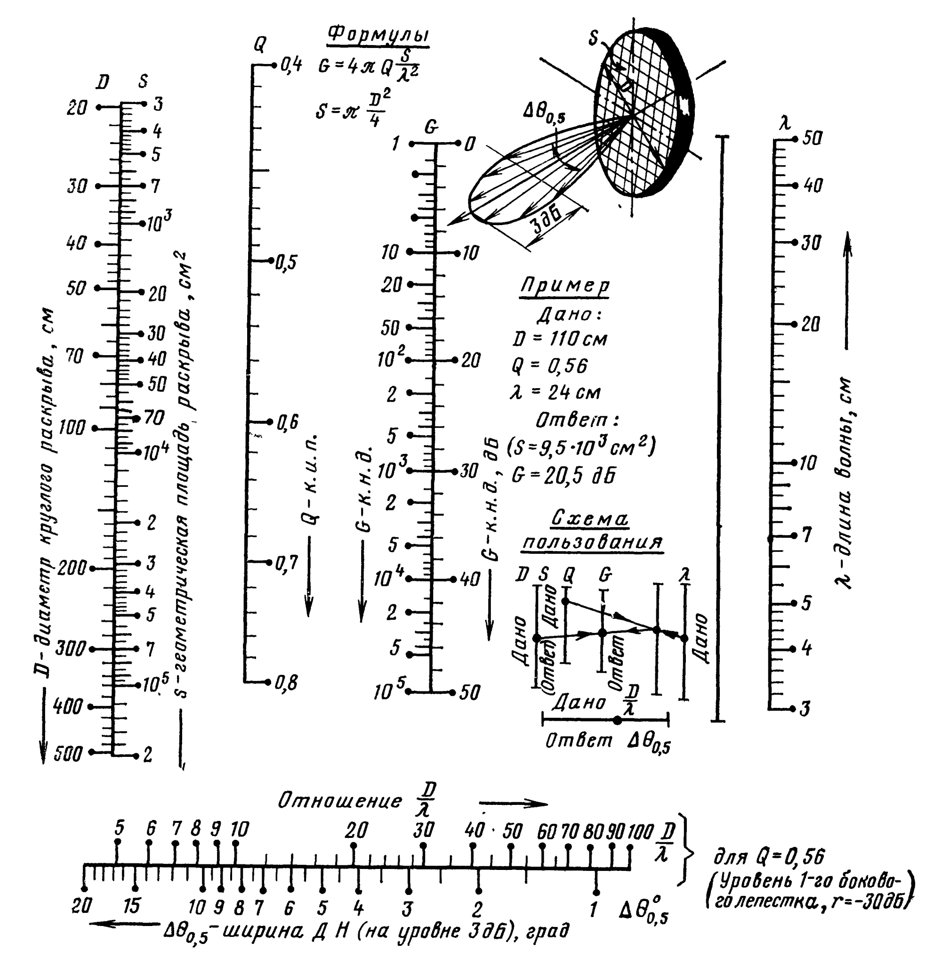
Глубина зеркала H (расстояние от его вершины до плоскости раскрыва), диаметр зеркала D и его фокусное расстояние F связаны следующей зависимостью:

$$H = \frac{D^2}{16F}. \quad (68)$$

При конструировании зеркально-параболических антенн важное значение имеет еще один параметр — угловая апертура Φ — угол, под которым виден раскрыв зеркала из его фокуса. Знание этого угла необходимо для правильного расположения облучателя и выбора его диаграммы направленности. Если главный лепесток диаграммы направленности облучателя меньше угловой апертуры Φ, то поверхность зеркала облучается не полностью, мал коэффициент использования поверхности (к. и. п.) Q и при одинаковых условиях антенна имеет меньший к. н. д. (G). Если ширина главного лепестка диаграммы направленности облучателя больше Φ, то часть энергии проходит ми-



33. Геометрические соотношения в зеркально-параболических антеннах



34. Ширина диаграммы направленности и к. н. д. зеркально-параболической антенны.

мо зеркала и к. п. д. антенны падает. Кроме того, антенна имеет сильные боковые лепестки. Обычно стремятся делать облучатель таким, чтобы на края раскрыва (на края зеркала) попадало 0,1 мощности, идущей в главном направлении.

Угловая апертура Ф связана с фокусным расстоянием и диаметром зеркала на основании (68) в соответствии с номограммой № 33 следующим образом:

$$\operatorname{tg}\frac{\Phi_0}{2}=\frac{\frac{D}{2F}}{1-\frac{D^2}{16F^2}}. \qquad (69)$$

Номограмма № 33 позволяет определять геометрические соотношения в зеркально-параболических антеннах. Она построена по формулам (66) — (69). Правая ее часть связывает полярные координаты ρ, φ и фокусное расстояние F. Левая часть содержит величины H, D, F и Φ, а также текущие прямоугольные координаты параболы y и x. На всех шкалах линейные размеры принимают в одинаковых единицах, а угловые — в градусах.

Пример 1. Параболическое зеркало должно иметь диаметр раскрыва $D = 110$ см и фокусное расстояние $F=40$ см. Согласно левой части номограммы № 33 глубина параболоида $H=19$ см. При этом угловая апертура $\Phi = 138°$.

При построении шаблона параболоида следует задавать значения x и определять по номограмме № 33 соответствующие им значения y, а затем по полученным точкам строить параболу. Если используются полярные координаты, то по значениям угла φ находят соответствующие им значения ρ. Если параболоид выполняют на проволочном каркасе, то по значениям x и y определяют размеры и форму радиальных парабол и круговых поясов (т. е., кроме x и y, задают также D). Каркас обтягивают хорошо пропаянной сеткой из медной проволоки.

Коэффициент направленного действия G зеркально-параболических антенн прямо пропорционален площади раскрыва S, коэффициенту использования поверхности Q и обратно пропорционален квадрату длины волны λ. Чем уже диаграмма направленности облучателя, помещенного в фокусе зеркала, тем большее значение G у зеркально-параболической антенны. При этом уровень боковых лепестков уменьшается. Так, например, если в качестве облучателя использован полуволновой вибратор с рефлектором, то к. н. д. G будет меньше, а уровень боковых лепестков выше, чем при использовании в качестве облучателя более направленных антенн (типа «волновой канал», спиральных и др.).

Для определения к. н. д. зеркально-параболической антенны служит номограмма № 34, построенная по формуле

$$G = 4\pi Q \frac{S}{\lambda^2}. \tag{70}$$

При этом для антенны с круглым раскрывом

$$S = \pi \frac{D^2}{4}. \tag{71}$$

Номограмма № 34 дает возможность по заданным значениям D (или S) и λ определять к. н. д. G для различных значений к. и. п. Q (т. е. для различных распределений высокочастотных токов в раскрыве), что, как уже говорилось, зависит от типа облучателя.

Практически трудно получить $Q > 0{,}6$—$0{,}7$. Для облучателя в форме полуволнового вибратора с рефлектором максимальное значение $Q \approx 0{,}56$. Чтобы оценить ширину диаграммы направленности, для этого случая в нижней части номограммы № 34 помещена горизонтальная шкала, позволяющая по отношению D/λ определять значение $\Delta\theta$ — ширину диаграммы направленности на уровне половинной мощности (т. е. на уровне 3 дБ). В этом случае уровень первого бокового лепестка составляет около —30 дБ.

Пример 2. Для антенны $D=110$ см на волне $\lambda=24$ см согласно номограмме № 34 к. н. д. $G=20{,}5$ дБ. По нижней шкале номограммы согласно отношению $D/\lambda=4{,}6$ ширина диаграммы направленности на уровне 3 дБ $\Delta\theta_{0,5} \approx 20°$.

38. СИММЕТРИРОВАНИЕ И СОГЛАСОВАНИЕ АНТЕНН С ФИДЕРАМИ

Большинство антенн, используемых в диапазоне УКВ, являются симметричными, поэтому их питают либо непосредственно от двухпроводных линий,

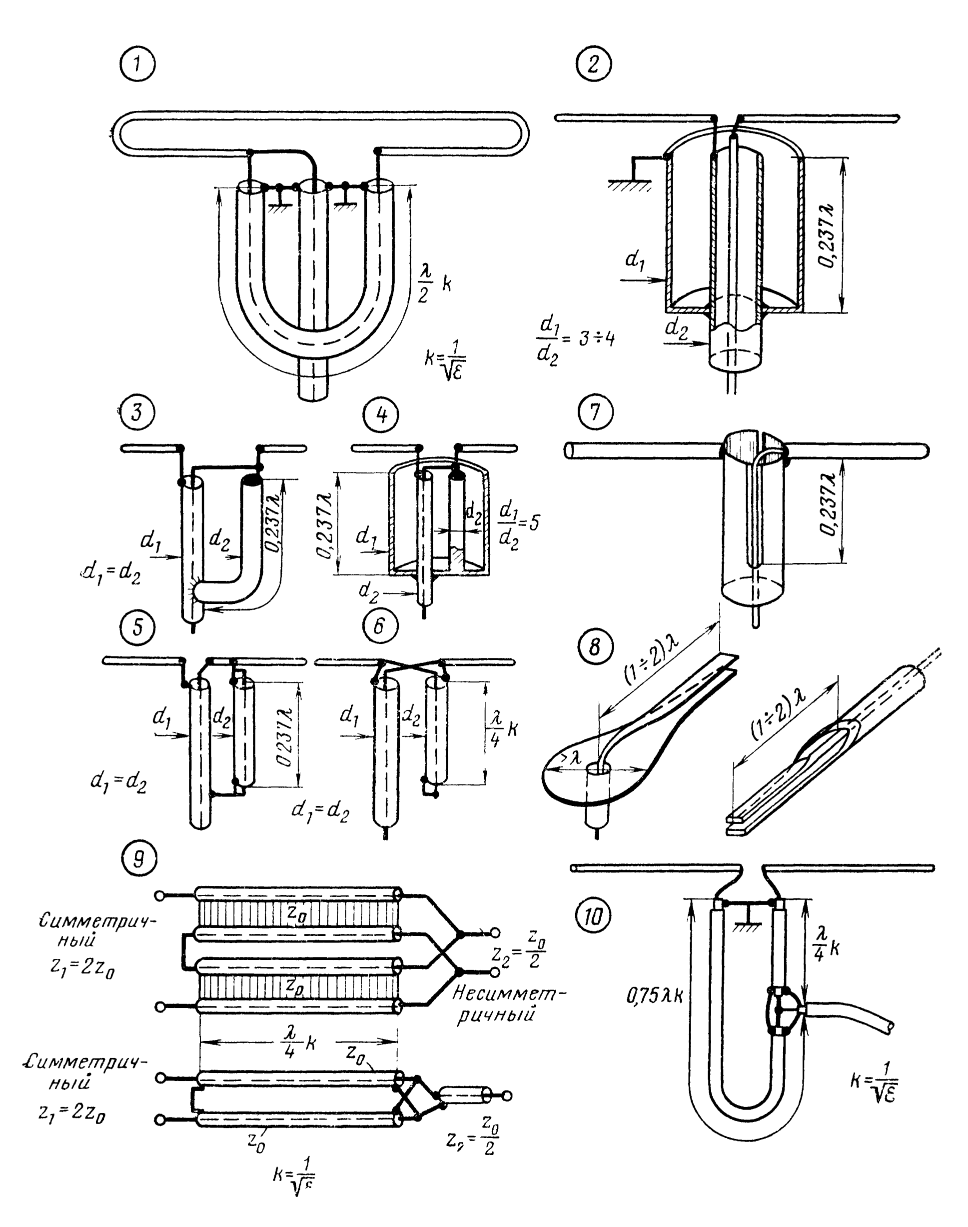


Рис. 13. Симметрирующие и согласующие устройства.

либо от коаксиальных кабелей через специальные симметрирующие цепи. Питание симметричной антенны коаксиальным кабелем даже при равенстве волнового сопротивления кабеля и входного сопротивления антенны приводит к нарушению симметрии антенны, вследствие чего в оплетке кабеля возникают уравнивающие токи. Эти токи приводят к паразитному излучению кабеля и искажают диаграмму направленности антенны. Чтобы устранить искаже-

ния, применяют специальные симметрирующие устройства. Некоторые из таких устройств показаны на рис. 13.

Наиболее простым и поэтому более распространенным является симметрирующее устройство, получившее название полуволновой петли или U-колена. Устройство выполняют из полуволнового отрезка кабеля того же типа, что и антенный фидер, который присоединяют к U-колену, как показано на рис. 13(*1*). Легко видеть, что это устройство представляет собой полуволновой шлейф, с помощью которого правую часть вибратора присоединяют к левой. Таким образом, обе половинки вибратора оказываются противофазными по отношению к оплетке кабеля (массе, «земле»).

Электрическая длина отрезка кабеля должна быть точно равна $\lambda/2$. Вследствие того, что относительная диэлектрическая проницаемость ε внутренней изоляции кабеля больше единицы, геометрическая длина полуволнового отрезка кабеля должна быть меньше полволны в $\sqrt{\varepsilon}$ раз. Для большинства кабелей при определении геометрической длины U-колена нужно $\lambda/2$ умножить на 0,66. Для точных вычислений следует пользоваться номограммой № 8, связывающей длину волны в воздухе, длину волны в кабеле и относительную диэлектрическую проницаемость ε. После определения длины волны в кабеле по номограмме № 8 половина этого значения будет соответствовать геометрической длине кабеля.

Симметрирующее устройство описанного типа является резонансным, и симметрирование выполняется в узкой полосе частот. U-колено является полуволновым трансформатором сопротивления с коэффициентом трансформации, равным четырем. Поэтому его обычно применяют для согласования кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и антенны с входным сопротивлением около 300 Ом. Такое сопротивление имеет петлевой вибратор с одинаковой толщиной проводников.

В качестве примера укажем, что на волне $\lambda=2$ м для согласования петлевого вибратора ($R_{вх}=300$ Ом) с кабелем РК-75-4-11 (волновое сопротивление $z_0=75$ Ом, диэлектрик полиэтиленовый, $\varepsilon=2{,}3$) геометрическая длина U-колена

$$l=\frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}}=\frac{2}{2\cdot 1{,}52}=0{,}66 \text{ м}.$$

Большую популярность в радиотехнической практике на дециметровых и сантиметровых волнах получил симметрирующий стакан, представляющий собой отрезок металлической трубы длиной $\lambda/4$, помещенный на конце кабеля [рис. 13(*2*)]. Нижний конец трубы припаян к кабелю, верхний прикрыт диэлектрической крышкой для предотвращения попадания в стакан влаги. Через крышку пропущен конец кабеля, непосредственно соединенный с симметричной антенной. Стакан «работает» как металлический четвертьволновый короткозамкнутый на конце «изолятор», в результате чего оплетка и внутренний провод на конце кабеля оказываются симметричными относительно земли. Длину стакана принимают несколько меньше $\lambda/4$, чтобы скомпенсировать влияние его большого диаметра (по сравнению с длиной волны). С достаточной для практики точностью длину стакана можно принимать равной 0,237 λ. Его диаметр берут в 3—4 раза больше внешнего диаметра кабеля. Необходимо отметить, что четвертьволновый стакан не является трансформатором сопротивления, поэтому входное сопротивление антенны и волновое сопротивление кабеля должны быть одинаковыми. Для вычисления длины стакана можно пользоваться правой частью номограммы № 30.

На рис. 13(*3*) изображен симметрирующий четвертьволновый трансформатор в виде круглого металлического стержня. Его нижний конец припаивают к внешней оболочке кабеля. К верхнему концу подключают одну из половин симметричной антенны, одновременно присоединенной к внутреннему проводу кабеля. Другую половину антенны соединяют с внешним проводом на конце кабеля. Диаметр стержня трансформатора берут равным внешнему

диаметру оплетки кабеля. Расстояние между кабелем и стержнем трансформатора выбирают равным 2—4 см. На очень больших частотах в дециметровом и сантиметровом диапазонах это расстояние делают как можно меньшим. Длину стержня с учетом сказанного выше берут равной 0,237 λ.

Коэффициент трансформации согласуемых сопротивлений у этого устройства $R_{вх}/z_0=1$.

Иногда применяют несколько упрощенную конструкцию четвертьволнового трансформатора, в котором вместо металлического стержня используют четвертьволновый отрезок коаксиального кабеля. Его волновое сопротивление может быть любым, но диаметр должен быть таким же, как у кабеля, питающего антенну. Этот трансформатор показан на рис. 13(*5*). На нижнем и верхнем концах четвертьволнового отрезка кабеля его проводники соединены между собой. Закороченный таким образом нижний конец отрезка припаивают к оплетке основного кабеля на расстоянии 0,237 λ от его конца.

Верхний закороченный конец отрезка присоединяют к той половинке симметричной антенны, которая соединена с внутренним проводником основного кабеля. Вторую половинку антенны присоединяют к внешнему проводнику основного кабеля.

Несколько видоизмененная конструкция четвертьволновых трансформаторов показана на рис. 13(*4*). Принцип действия ее не отличается от уже описанных выше. На рис. 13(*6*) показано еще одно простое симметрирующее устройство в виде отрезка разомкнутой четвертьволновой линии. Для этого используют отрезок такого же кабеля, какой применен для питания симметричной антенны. На нижнем конце этого отрезка проводники соединены друг с другом. Верхний конец этого отрезка и конец основного кабеля присоединены крест-накрест к половинкам антенны. Расстояние четвертьволнового отрезка от основного кабеля следует брать около 4—5 см. Геометрическую длину четвертьволнового отрезка следует выбирать с учетом изменения длины волны в диэлектрике кабеля, т. е. из условия

$$l=\frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon}}.$$

На рис. 13(*7*) показано симметрирующее устройство для дециметровых и сантиметровых волн в виде отрезка металлической трубы со щелью. Электрическая длина щели равна четверти волны. Диаметр трубы выбирают в соответствии с наружным диаметром оплетки кабеля, который вводят в трубу и припаивают к ней. Ширину щели в трубе делают равной нескольким миллиметрам по диаметральным образующим цилиндра на длине 0,237 λ. Половинки симметричной антенны присоединяют к верхним концам разрезанной трубы.

Описанные выше симметрирующие устройства являются резонансными и работают в очень узкой полосе частот. Все они, кроме U-колена, не трансформируют сопротивлений (т. е. их коэффициент трансформации равен 1 : 1).

На рис. 13(*8*) показаны два плавных перехода от коаксиальной линии к двухпроводной ленточной. Длина такого перехода должна составлять не меньше нескольких длин волн. Диаметр дисковой части левого перехода выбирают обычно $\geqslant\lambda$. При этом условии практически отсутствует затекание высокочастотных токов за плоскость дисковой части линии. В этих конструкциях ленточная часть линий может быть плавно переведена в двухпроводную линию с круглыми проводниками.

Следует указать на еще одно простое приспособление, которое позволяет соединять симметричную двухпроводную линию с несимметричной двухпроводной и коаксиальной линиями. Это устройство показано на рис. 13(*9*). В нем использованы четвертьволновые отрезки двухпроводных плоских кабелей и отрезки коаксиальных кабелей, которые соединены между собой с одного конца последовательно, а с другого — параллельно.

Трансформатор имеет коэффициент трансформации 1 : 4. Геометрическую длину симметрирующего трансформатора выбирают с учетом влияния диэлек-

трика отрезков линий, как об этом уже говорилось выше. Так, например, для телевизионного кабеля КАТП с изоляцией из полиэтилена ($\varepsilon = 2{,}3$) геометрическая длина четвертьволнового отрезка должна быть в $\sqrt{2{,}3} = 1{,}52$ раза меньше электрической длины (см. номограмму № 30). В заключение отметим еще один симметрирующий трансформатор для согласования симметричного вибратора с коаксиальным кабелем. Устройство показано на рис. 13(*10*) и состоит из двух отрезков коаксиального кабеля длиной соответственно $3\lambda/4\sqrt{\varepsilon}$ и $\lambda/4\sqrt{\varepsilon}$. Как и U-колено, этот трансформатор обладает резонансными свойствами и работает в узкой полосе частот.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИБКИХ КОАКСИАЛЬНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ КАБЕЛЕЙ

Марка кабеля	Число жил внутреннего провода и их диаметр, мм	Диаметр внутреннего провода, мм	Внутренний диаметр оплетки, мм	Диаметр по оболочке, мм	Диэлектрик, ε	Погонное затухание, дБ/м	
						на частоте 100 МГц	на частоте 1000 МГц
Волновое сопротивление $z_0=75$ Ом							
РК-75-1-11	1×0,17	0,17	1,0	1,9	2,3	0,36	1,2
РК-75-1,5-11	1×0,24	0,24	1,5	2,4	2,3 Полиэтилен	0,3	1,2
РК-75-2-11	1×0,37	0,37	2,2	2,2	2,3	0,27	0,85
РК-75-2-21	1×0,41	0,41	2,2	3,5	2,05 Фторопласт-4	0,15	0,65
РК-75-2-22	7×0,15	0,45	2,2	3,2	2,05	0,1	0,5
РК-75-4-11	1×0,72	0,72	4,6	7,3	2,3	0,1	0,4
РК-75-4-13	7×0,26	0,78	4,6	7,6	2,3	0,13	0,55
РК-75-7-11	1×1,13	1,13	7,3	9,5	2,3	0,05	0,21
РК-75-7-12	7×0,4	1,2	7,3	10,3	2,3 Полиэтилен	0,09	0,4
РК-75-7-15	1×1,13	1,13	7,3	9,5	2,3	0,08	0,36
РК-75-9-12	1×1,35	1,35	9,0	12,2	2,3	0,06	0,26
Волновое сопротивление $z_0=50$ Ом							
РК-50-1-11	1×0,32	0,32	1,0	1,9	2,3	0,4	1,6
РК-50-1,5-11	1×0,47	0,47	1,5	2,4	2,3	0,22	0,85
РК-50-2-11	1×0,68	0,68	2,2	4,0	2,3 Полиэтилен	0,18	0,8
РК-50-2-12	7×0,24	0,72	2,2	3,2	2,3	0,4	0,75
РК-50-2-13	1×0,68	0,68	2,2	4,0	2,3	0,19	0,8
РК-50-2-21	1×0,73	0,73	2,2	3,5	2,05 Фторопласт-4	0,15	0,55
РК-50-2-22	7×0,26	0,78	2,1	3,2	2,05	0,28	1,0
РК-50-4-11	1×1,37	1,37	4,5	9,6	2,3	0,11	0,5
РК-50-4-13	1×1,37	1,37	4,6	9,6	2,3	0,1	0,5
РК-50-7-16	7×0,76	2,28	7,3	11,2	2,3 Полиэтилен	0,09	0,4
РК-50-9-12	7×0,9	2,7	9,0	12,2	2,3	0,07	0,32
РК-50-24-16	37×1,0	7,0	24,0	28,5	2,3	0,023	0,12

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИБКИХ ДВУХПРОВОДНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ КАБЕЛЕЙ

Марка кабеля	Число жил и их диаметр в каждом проводе, мм	Общий диаметр внутреннего провода, мм	Диаметр по изоляции, мм	Поперечное сечение, мм	Волновое сопротивление, Ом	Диэлектрик, ε	Погонное затухание, дБ/м	
							на частоте 45 МГц	на частоте 200 МГц
РД-75-3-11	7×0,43	1,29	3,0	5,8×9,4	75	Полиэтилен (2,3)	0,12	0,4
РД-75-3-12	7×0,43	1,29	3,0	5,7×9,4	75	То же	0,12	0,4
РД-100-0,6-21	1×0,08	0,08	0,6	1,8×1,25	100	Фторопласт-4 (2,05)	—	0,36 (на 300 МГц)
РД-200-7-11	1×0,6	0,6	7,3	11,3×19,4	200	Полиэтилен (2,3)	0,06	0,15
РД-300-4-11	1×0,28	0,28	4,6	12,6×7,4	300	То же	0,1	—
РДБО-82 (овальный)	7×0,37	1,11	3,9×4,9	7,0×8,0	75	» »	0,138 (на 60 МГц)	—
КАТВ	7×0,32	0,96	—	1,6×12,5	300	Поливинилхлорид (3,25)	1,1 (на 50 МГц)	—
КАТП	7×0,32	0,96	—	1,0×10,0	300	Полиэтилен (2,3)	1,1 (на 60 МГц)	—

ПЕРЕВОД ДЕЦИБЕЛ В НЕПЕРЫ

Децибелы	Неперы	Децибелы	Неперы	Децибелы	Неперы
0,2	0,023	6,0	0,69	19,0	2,19
0,4	0,046	6,5	0,75	20,0	2,30
0,6	0,069	7,0	0,81	25,0	2,88
0,8	0,092	7,5	0,86	30,0	3,45
1,0	0,115	8,0	0,92	35,0	4,03
1,2	0,138	8,5	0,98	40,0	4,60
1,4	0,161	9,0	1,04	45,0	5,2
1,6	0,184	9,5	1,09	50,0	5,8
1,8	0,207	10,0	1,15	55,0	6,3
2,0	0,230	11,0	1,27	60,0	6,9
2,5	0,287	12,0	1,38	65,0	7,5
3,0	0,345	13,0	1,50	70,0	8,1
3,5	0,403	14,0	1,61	75,0	8,6
4,0	0,460	15,0	1,73	80,0	9,2
4,5	0,518	16,0	1,84	85,0	9,8
5,0	0,575	17,0	1,96	90,0	10,4
5,5	0,63	18,0	2,07	95,0	10,9
				100,0	11,5

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Айзенберг Г. З.** Коротковолновые антенны. М., Связьиздат, 1967.

2. **Бекетов Н. И., Харченко К. П.** Измерения и испытания при конструировании и регулировке радиолюбительских антенн. М., «Связь», 1975.

3. **Белоруссов Н. И., Гроднев И. И.** Радиочастотные кабели. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1973.

4. **Валитов Р. А., Сретенский В. Н.** Радиотехнические измерения. М., «Советское радио», 1970.

5. **Драбкин А. А., Зузенко В. Л., Кислов А. Г.** Антенно-фидерные устройства. М., «Советское радио», 1974.

6. **Изюмова Т. И., Свиридов В. Т.** Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. М, «Энергия», 1975.

7. **Капчинский Л. М.** Телевизионные антенны. М., «Энергия», 1970.

8. **Кочержевский Г. Н.** Антенно-фидерные устройства. М., «Связь», 1972.

9. **Кузинец Л. М., Метузалем Е. В., Рыманов Е. А.** Телевизионные приемники и антенны. М., «Связь», 1974.

10. **Лебедев И. В.** Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. 1. М., «Высшая школа», 1970.

11. **Марков Г. Т., Сазонов Д. М.** Антенны. М., «Энергия», 1975.

12. **Ротхаммель К.** Антенны. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1969.

13. **Уолтер К.** Антенны бегущей волны. М., «Энергия», 1970.

14. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.** Справочник по элементам волноводной техники. М., «Советское радио», 1967.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВЛАДИМИР МИХАЙЛОВИЧ РОДИОНОВ

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ И АНТЕННЫ УКВ

Редактор | И. Ф. Соколов |
Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор В. С. Антипова

ИБ № 549

Сдано в набор 19/VIII 1976 г. Подписано к печати 27/XII 1976 г. Т-23316. Формат 60×90$^{1}/_{16}$. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 5,04. Уч.-изд. л. 6,75. Тираж 40 000 экз. Зак. 685 Цена 28 коп.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
600610, г. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

Цена 28 коп.